

Rec'd PCT/PTO 11 MAY 2005

10/534609

PCT/JP 03/15236

日 本 国 特 許 庁

JAPAN PATENT OFFICE

28.11.03

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2003年 1月16日

出 願 番 号
Application Number: 特願2003-008689

[ST. 10/C]: [JP2003-008689]

出 願 人
Applicant(s): ソニー株式会社

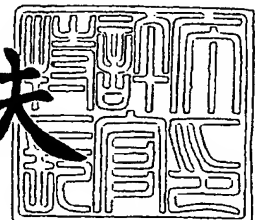
RECEIVED	
22 JAN 2004	
WIPO	PCT

PRIORITY DOCUMENT
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年 1月 8日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特2003-3109556

【書類名】 特許願

【整理番号】 0290813501

【提出日】 平成15年 1月16日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都品川区東五反田2丁目20番4号 ソニー・ヒューマンキャピタル株式会社内

【氏名】 安村 昌之

【特許出願人】

【識別番号】 000002185

【氏名又は名称】 ソニー株式会社

【代理人】

【識別番号】 100086841

【弁理士】

【氏名又は名称】 脇 篤夫

【代理人】

【識別番号】 100114122

【弁理士】

【氏名又は名称】 鈴木 伸夫

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2002-348139

【出願日】 平成14年11月29日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 014650

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1
【包括委任状番号】 9710074
【包括委任状番号】 0007553
【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 スイッチング電源回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用交流電源を入力して整流平滑電圧を生成するものとされ、商用交流電源レベルの等倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧、又は商用交流電源レベルの所定倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、

上記整流平滑電圧を直流入力電圧として入力してスイッチング動作を行うものとされ、ハイサイドのスイッチング素子と、ローサイドのスイッチング素子とをハーフブリッジ結合して形成されるスイッチング手段と、

上記各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段と、

少なくとも、上記スイッチング手段のスイッチング動作により得られるスイッチング出力が供給される一次巻線と、該一次巻線に得られたスイッチング出力としての交番電圧が励起される二次巻線とを巻装して形成される絶縁コンバータトランスと、

少なくとも、上記一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、上記スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、

上記ハーフブリッジ結合を形成する 2 つのスイッチング素子のうち、一方のスイッチング素子に対して並列接続された部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、少なくとも上記一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記各スイッチング素子がターンオン又はターンオフするタイミングに応じてのみ電圧共振動作が得られる一次側部分電圧共振回路と、

上記二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行うことで二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、

上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング駆動手段を制御して、上記スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、上記二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、

力率を改善する力率改善回路とを備え、

上記力率改善回路は、

上記一次側直列共振回路に対して直列に挿入される力率改善用一次巻線と、上記整流平滑手段として形成される整流電流経路に挿入される力率改善用二次巻線とを巻装し、これら力率改善用一次巻線と力率改善用二次巻線とが所要の結合係数による疎結合の状態となるようにして構成される力率改善用トランスと、

上記整流電流経路の所要部位に挿入され、上記力率改善用一次巻線によって力率改善用二次巻線に励起された交番電圧に基づいてスイッチング動作を行うことで整流電流を断続する整流ダイオード素子と、を備えて形成される、

ことを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 2】 上記スイッチング電源回路全体としての結合係数について所要の結合係数が得られるように、上記力率改善用トランスの結合係数を設定すると共に、上記絶縁コンバータトランスについては、疎結合ではないとされる所要の結合係数を設定したことを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【請求項 3】 上記商用交流電源のレベルに応じて、上記力率改善用トランスの力率改善用一次巻線としての巻数を切り換える巻数切り換え手段をさらに備える、

ことを特徴とする請求項 1 に記載のスイッチング電源回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、力率改善のための回路を備えたスイッチング電源回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年、高周波の比較的大きな電流及び電圧に耐えることができるスイッチング素子の開発によって、商用電源を整流して所望の直流電圧を得る電源回路としては、大部分がスイッチング方式の電源回路になっている。

スイッチング電源回路はスイッチング周波数を高くすることによりトランスその他のデバイスを小型にすると共に、大電力のDC-DCコンバータとして各種の電子機器の電源として使用される。

【0003】

ところで、一般に商用電源を整流すると平滑回路に流れる電流は歪み波形になるため、電源の利用効率を示す力率が損なわれるという問題が生じる。

また、歪み電流波形となることによって発生する高調波を抑圧するための対策が必要とされている。

そこで、力率改善のための構成を付加したスイッチング電源回路が各種提案されている。このようなスイッチング電源回路の1つとして、商用交流電源ラインに対してパワーチョークコイルを直列に挿入することで、交流入力電流の導通角を拡大して力率改善を図るように構成した、いわゆるチョークインプット方式のものが知られている（特許文献1参照）。

【0004】

図27は、上記したようなチョークインプット方式により力率改善を図るように構成されたスイッチング電源回路の一例が示されている。この図に示す電源回路は、先に本出願人が提案している複合共振形コンバータとしての構成に対して、チョークインプット方式としての力率改善の構成を付加している。

なお、この図に示す電源回路は、[負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 以上、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 系]の条件に対応した構成とされている。

【0005】

この図に示す電源回路において、まず、商用交流電源ACに対して、コモンモードチョークコイルCMCと2本のアクロスコンデンサCLを接続して形成される、コモンモードノイズフィルタが設けられる。このコモンモードノイズフィルタにより、例えばスイッチングコンバータ側から商用交流電源ACに伝わるノイズを抑制する。

【0006】

また、商用交流電源ACのラインに対しては、図示するようにしてブリッジ整流回路 D_i 及び平滑コンデンサ C_i から成る整流平滑回路が備えられる。この整

流平滑回路が商用交流電源 AC を入力して整流平滑動作を行うことで、平滑コンデンサ C_i の両端に、交流入力電圧 V_{AC} の等倍に対応するレベルの整流平滑電圧 E_i が得られる。この整流平滑電圧 E_i は、後段のスイッチングコンバータに対して直流入力電圧として供給される。

【0007】

そして、力率改善のための構成として、商用交流電源 AC のラインに対してパワーチョークコイル PCH を直列に挿入する。この場合には、パワーチョークコイル PCH は、商用交流電源 AC の負極ラインに対して挿入されている。

このようにして、商用交流電源 AC のラインに対してパワーチョークコイル PCH を挿入することで、周知のようにして、パワーチョークコイル PCH のインダクタンス L_{pch} の作用によって、商用交流電源 AC からブリッジ整流回路 D_i を形成する整流ダイオード流入する交流入力電流は、その高調波が抑制されることになる。つまり、交流入力電流 I_{AC} の導通角が拡大されて力率改善が図られる。

【0008】

この図に示す電源回路においては、上記した整流平滑電圧 E_i を入力して動作するスイッチングコンバータとして、複合共振形コンバータが備えられる。ここでの複合共振形コンバータとは、スイッチングコンバータの動作を共振形とするために備えられる共振回路に加えて、さらに一次側又は二次側に対して共振回路を付加し、これら複数の共振回路を 1 スwitchングコンバータ内において複合的に動作させる構成のスイッチングコンバータをいう。

【0009】

この図 27 に示す電源回路において、上記複合共振形コンバータとして備えられる共振形コンバータは電流共振形とされる。そして、この場合の電流共振形コンバータとしては、図示するようにして、MOS-FET による 2 本のスイッチング素子 Q_1 , Q_2 をハーフブリッジ結合により接続している。スイッチング素子 Q_1 , Q_2 の各ドレインソース間に対しては、図示する方向により、それぞれダンパダイオード DD_1 , DD_2 を並列に接続している。

【0010】

また、スイッチング素子Q2のドレインソース間に対しては、部分共振コンデンサC_pが並列に接続される。この部分共振コンデンサC_pのキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンスL₁によっては並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

【0011】

この電源回路においては、スイッチング素子Q1、Q2をスイッチング駆動するのにあたり、コントロールIC2が設けられる。このコントロールIC2は、電流共振形コンバータを他励式により駆動するための発振回路、制御回路、及び保護回路等を備えて構成されるもので、内部にバイポーラトランジスタを備えた汎用のアナログIC(Integrated Circuit)とされる。

このコントロールIC2は、電源入力端子V_{cc}に入力される直流電圧により動作する。また、電源入力端子V_{cc}には、起動抵抗R_sを介した整流平滑電圧E_iが起動電圧として入力されている。コントロールIC2は、電源起動時において、この電源入力端子V_{cc}に入力される起動電圧によって起動される。

【0012】

そして、コントロールIC2においては、スイッチング素子に対してドライブ信号（ゲート電圧）を出力するための端子として、2つのドライブ信号出力端子V_{GH}、V_{GL}が備えられる。

ドライブ信号出力端子V_{GH}からは、ハイサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力され、ドライブ信号出力端子V_{GL}からは、ローサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力される。

そして、この場合には、ドライブ信号出力端子V_{GH}は、ハイサイドのスイッチング素子Q1のゲートと接続される。また、ドライブ信号出力端子V_{GL}は、ローサイドのスイッチング素子Q2のゲートと接続される。

これにより、ドライブ信号出力端子V_{GH}から出力されるハイサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子Q1のゲートに対して印加され、ドライブ信号出力端子V_{GL}から出力されるローサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子Q2

のゲートに対して印加されることになる。

【0013】

また、この図では図示を省略しているが、コントロール IC2 に対しては、外付けの回路として、1組のブートストラップ回路が接続される。このブートストラップ回路によりドライブ信号出力端子 VGH から出力されるハイサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子 Q1 を適正にドライブ可能なレベルとなるようにレベルシフトされる。

【0014】

コントロール IC2 では、内部の発振回路により所要の周波数の発振信号を生成する。そして、コントロール IC2 では、上記発振回路にて生成された発振信号を利用して、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号を生成する。ここで、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号は、互いに 180° の位相差を有する関係となるようにして生成される。そして、ハイサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子 VGH から出力し、ローサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子 VGL から出力するようにされる。

【0015】

このようなハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号が、スイッチング素子 Q1, Q2 に対してそれぞれ印加されることによって、ドライブ信号が H レベルとなる期間に応じては、スイッチング素子 Q1, Q2 のゲート電圧がゲート閾値以上となってオン状態となる。またドライブ信号が L レベルとなる期間では、ゲート電圧がゲート閾値以下となってオフ状態となる。これにより、スイッチング素子 Q1, Q2 は、交互にオン／オフとなるタイミングによって所要のスイッチング周波数によりスイッチング駆動されることになる。

【0016】

絶縁コンバータトランス P I T は、上記スイッチング素子 Q1, Q2 のスイッチング出力を一次側から二次側に伝送するために設けられる。

絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 の一方の端部は、一次側直列共振コンデンサ C1 を介してスイッチング素子 Q1, Q2 の接続点（スイッチング出

力点) に対して接続され、他方の端部は一次側アースに接続される。ここで、直列共振コンデンサ $C1$ は、自身のキャパシタンスと一次巻線 $N1$ のリーケージインダクタンス ($L1$) とによって一次側直列共振回路を形成する。この一次側直列共振回路は、スイッチング素子 $Q1$, $Q2$ のスイッチング出力が供給されることで共振動作を生じるが、これによって、スイッチング素子 $Q1$, $Q2$ から成るスイッチング回路の動作を電流共振形とする。

【0017】

このようにして、図 27 に示す回路における一次側スイッチングコンバータとしては、一次側直列共振回路 ($L1-C1$) による電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振回路 ($Cp//L1$) とによる部分電圧共振動作とが得られることになる。

つまり、この図に示す電源回路は、一次側スイッチングコンバータを共振形とするための共振回路に対して他の共振回路が組み合わされた、複合共振形コンバータとしての形式を採っている。

【0018】

絶縁コンバータトランス $PI T$ の二次側には二次巻線 $N2$ が巻装される。

この場合の二次巻線 $N2$ に対しては、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、整流ダイオード $D01$, $D02$ 、及び平滑コンデンサ $C0$ から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサ $C0$ の両端電圧として二次側直流出力電圧 $E0$ が得られる。この二次側直流出力電圧 $E0$ は、図示しない負荷側に供給されるとともに、制御回路 1 のための検出電圧としても分岐して入力される。

【0019】

制御回路 1 では、入力される二次側直流出力電圧 $E0$ のレベルに応じてそのレベルが可変された電圧又は電流を制御出力としてコントロール IC 2 の制御入力端子 Vc に供給する。コントロール IC 2 では、制御入力端子 Vc に入力された制御出力に応じて、例えば発振信号の周波数を可変することで、ドライブ信号出力端子 VGH , VGL から出力すべきドライブ信号の周波数を可変する。これにより、スイッチング素子 $Q1$, $Q2$ は、スイッチング周波数が可変制御されることにな

るが、このようにしてスイッチング周波数が可変されることによって、二次側直流出力電圧 E_{O1} のレベルが一定となるように制御される。つまり、スイッチング周波数制御方式による安定化が行われる。

【0020】

図 28 は、上記図 27 に示した電源回路についての、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 時、負荷電力 $P_o = 150\text{ W} \sim 0\text{ W}$ の負荷変動範囲における力率 P_F 、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、及び整流平滑電圧 E_i （直流入力電圧）のレベルの各特性を実線により示している。

また、ここでは、比較として、図 27 に示した電源回路において力率改善を行わない場合の構成を採った場合の特性を破線により示している。つまり、パワーチョークコイル PCH のインダクタンス L_{pch} の成分を、商用交流電源 AC のラインから省略した場合の特性である。

【0021】

また、図 29 には、図 27 に示した電源回路について、負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 時で、交流入力電圧 $V_{AC} = 80\text{ V} \sim 120\text{ V}$ の電圧レベル変動範囲における力率 P_F 、整流平滑電圧 E_i 、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ の各特性を示している。

【0022】

なお、上記図 28 及び図 29 に示した実験結果を得るのにあたり、図 27 に示す電源回路においては、各部を次のように選定している。

パワーチョークコイル PCH $L_{pch} = 10\text{ mH}$

絶縁コンバータトランス PIT : EER35 フェライトコア、ギャップ長 1 mm

一次巻線 $N1 = 25\text{ T}$

二次巻線 $N2$: センタータップを分割位置として $23\text{ T} + 23\text{ T}$

一次側直列共振コンデンサ $C1 = 0.082\text{ }\mu\text{F}$

部分共振コンデンサ $C_p = 680\text{ pF}$

【0023】

また、図 28 において破線で示される特性を示す、図 27 の回路からパワーチャ
ョークコイル PCH (インダクタンス L_{pch}) を省略した構成の電源回路では、
各部は次のように変更される。

絶縁コンバータトランス PIT: EER35 フェライトコア、ギャップ長 1 m
m、

一次巻線 $N_1 = 31$ T

二次巻線 N_2 : センタータップを分割位置として 23 T + 23 T

一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.068 \mu F$

部分共振コンデンサ $C_p = 680 pF$

【0024】

図 28 に示すようにして、実線及び破線により示す電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ とし
ては、共に、負荷電力が重負荷の条件となるのに従って高くなっていく傾向を有
している。そして、実線によるインダクタンス L_{pch} が挿入された図 27 に示す
回路については、負荷電力 $P_o = 150$ W 時において、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 87.5\%$ で
最大となる特性が示されている。

また、実線及び破線により示す整流平滑電圧 E_i については、重負荷の条件と
なるのに従って緩やかに低下する特性が得られている。実線によるインダクタン
ス L_{pch} が挿入された場合の特性は、負荷電力 $P_o = 0$ W \rightarrow 150 W の変動に対
して、 $E_i = 134$ V \rightarrow 115 V という変化を示す。

また、力率 P_F の特性は、負荷電力が重負荷の条件となるのに従って高くなる
が、負荷電力 $P_o = 75$ W 以上からはほぼフラットな特性となっている。そして
、負荷電力 $P_o = 150$ W 時には力率 $P_F = 0.75$ が得られている。

【0025】

また、図 29 によると、交流入力電圧 V_{AC} の変化に対して力率 P_F は、ほぼ 0.75
で一定となる。また、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ は、交流入力電圧 V_{AC} が上昇
するのに応じて緩やかに高くなる傾向となっている。また、整流平滑電圧 E_i は
、交流入力電圧 V_{AC} にほぼ比例するようにして上昇している。

【0026】

また、チョークインプット方式により力率改善を図る構成の複合共振形コンバータとしての他の例を、図30に示す。この図に示す電源回路は、[負荷電力 $P_o = 250\text{W}$ 以上、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{V}$ 系]の条件に対応可能な構成となっている。なお、この図において、図27と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

【0027】

この図に示す電源回路は、図27の電源回路よりも重負荷の条件に対応することとなる。このため、整流平滑電圧 E_i を生成する整流平滑回路としては、倍電圧整流回路が備えられる。この場合の倍電圧整流回路は、図示するようにして、商用交流電源 AC に対して、2本の整流ダイオード D_{ia} , D_{ib} 、及び直列接続された2本の平滑コンデンサ C_{i1} , C_{i2} を接続して形成される。

この倍電圧整流回路が交流入力電圧 V_{AC} を入力して整流平滑動作を行うことで、平滑コンデンサ C_{i1} - C_{i2} の直列接続回路の両端には、交流入力電圧 V_{AC} の2倍のレベルに対応する整流平滑電圧 E_i が生成される。

後段の一次側スイッチングコンバータは、このようにして生成される整流平滑電圧 E_i を直流電圧として入力してスイッチング動作を行うことになる。

【0028】

図31は、上記図30に示した電源回路についての、負荷電力 $P_o = 300\text{W} \sim 0\text{W}$ の負荷変動範囲における力率 P_F 、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ 、及び整流平滑電圧 E_i (直流入力電圧) のレベルの各特性を実線により示している。

また、この図においても、比較として、図30に示した電源回路において力率改善を行わない場合(パワーチョークコイル PCH (インダクタンス L_{pch}) 無しの場合)の構成を採った場合の特性を破線により示している。

【0029】

また、図32には、負荷電力 $P_o = 300\text{W}$ 、交流入力電圧 $V_{AC} = 80\text{V} \sim 120\text{V}$ の変動範囲における力率 P_F 、整流平滑電圧 E_i 、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ の各特性を示している。

【0030】

そして、上記図 3 1 及び図 3 2 に示した実験結果を得るのにあたり、図 3 0 に示す電源回路においては、各部を次のように選定している。

パワーチョークコイル PCH $L_{pch} = 5 \text{ mH}$

絶縁コンバータトランス PIT: EER 35 フェライトコア、ギャップ長 1 mm

一次巻線 $N_1 = 28 \text{ T}$

二次巻線 N_2 : センタータップを分割位置として $25 \text{ T} + 25 \text{ T}$

一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.039 \mu\text{F}$

部分共振コンデンサ $C_p = 680 \text{ pF}$

また、図 3 0 の回路からパワーチョークコイル PCH (インダクタンス L_{pch}) を省略した構成の電源回路では、次のように変更される。この構成による電源回路が、図 3 1 において破線で示される特性を示す。

絶縁コンバータトランス PIT: EER 42 フェライトコア、ギャップ長 1 mm

一次巻線 $N_1 = 32 \text{ T}$

二次巻線 $N_2 = 25 \text{ T}$

一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.033 \mu\text{F}$

部分共振コンデンサ $C_p = 680 \text{ pF}$

【0031】

図 3 1 に示すようにして、実線及び破線により示す電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ としては、共に、負荷電力 $P_o = 100 \text{ W}$ 程度以上の範囲で、ほぼ一定となる特性を有している。実線によるインダクタンス L_{pch} が挿入された図 3 0 に示す回路については、負荷電力 $P_o = 300 \text{ W}$ 時において、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 91.1\%$ となる特性が示されている。

また、実線及び破線により示す整流平滑電圧 E_i については、重負荷の条件となるのに従って緩やかに低下する特性が得られている。実線によるインダクタン

ス L_{pch} が挿入された場合の特性は、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \rightarrow 300\text{ W}$ の変動に対して、 $E_i = 264\text{ V} \rightarrow 244\text{ V}$ という変化を示す。

また、力率 P_F の特性は、負荷電力が重負荷の条件となるのに従って高くなる傾向となっている。そして、負荷電力 $P_o = 300\text{ W}$ 時には力率 $P_F = 0.75$ が得られている。

【0032】

また、図 32 によると、力率 P_F は、交流入力電圧 V_{AC} が高くなるのに応じて緩やかに低下してはいるが、この程度の傾きであれば、交流入力電圧 V_{AC} の変化に対してほぼ 0.75 で一定であるといえる。また、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ は、交流入力電圧 V_{AC} が上昇するのに応じて緩やかに高くなる傾向となっている。また、整流平滑電圧 E_i は、交流入力電圧 V_{AC} にほぼ比例するようにして上昇している。

【0033】

これまでの説明のようにして、図 27 及び図 30 に示した電源回路では、チョークインプット方式によって力率改善を図っている。これにより、例えばカラーテレビジョン受像機についての電源高調波歪規制値をクリアするのには充分な程度の力率 P_F の値が得られるようにしている。

【0034】

【特許文献 1】

特開平 7-263262 (図 19)

【0035】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記図 27 及び図 30 に示した構成による電源回路では次のような問題を有している。

図 27 及び図 30 の電源回路において力率改善のために備えられるパワーチョークコイル PCH は、例えば珪素鋼板のコアと、銅線による巻線とによって構成される。このため、コアの鉄損と、銅線の抵抗による銅損が生じ、その分、このパワーチョークコイル PCH の部分での電力損失が増加することになる。

また、チョークコイルのインダクタンスと抵抗成分によって、交流入力電圧 V

ACの電圧降下も生じることになるが、これにより、交流入力電圧 V_{AC} を整流して得られる直流入力電圧（整流平滑電圧 E_i ）も低下することになる。

このようなことから、直流入力電圧を入力して動作する複合共振形コンバータとしての電力変換効率は低下して、交流入力電力も増加することとなる。

【0036】

例えば図27に示す電源回路の場合、パワーチョークコイル PCH の挿入によって、力率 PF は0.55から0.75に改善されるが、総合的な電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ は、90.6%から87.5%となって3.1%低下する。また、交流入力電力 P_{in} は、165.5Wから171.4Wとなって5.9W増加する。ちなみに、整流平滑電圧 E_i は、134Vから115Vとなって19V低下する。

また、図30に示す電源回路の場合では、パワーチョークコイル PCH の挿入により、力率 PF は0.60から0.75に改善される。しかし、電力変換効率 $\eta_{AC \rightarrow DC}$ は、92.8%から91.1%となって1.7%低下する。また、交流入力電力 P_{in} は、320Wから326.0Wとなって6.0W増加する。整流平滑電圧 E_i は、264Vから244Vとなって20V低下する。

【0037】

また、パワーチョークコイル PCH は、電源回路を構成する部品の中でも大型で重量があることから、基板における占有面積が大きく、また、回路基板も重量化してしまうという問題を有している。

パワーチョークコイル PCH について、できるだけ漏洩磁束を少ないものとする場合、コアを目字形（EE型若しくはEI型）とすることが行われる。そして、例として、このような目字形コアの場合のパワーチョークコイル PCH の重量及び基板占有面積は、図27に示す電源回路では、153g、11平方cmであり、図30に示す電源回路では、240g、19平方cmとなる。

【0038】

さらに、上記もしているように、パワーチョークコイル PCH は、漏洩磁束の発生も比較的大きい部品となるが、部品の配置や、漏洩磁束量などの条件によっては、パワーチョークコイル PCH の漏洩磁束が負荷側に影響を与える場合がある。このような場合には、パワーチョークコイル PCH から輻射する漏洩磁束を

抑える対策として、磁気シールドなどの部品を追加することになり、基板の大型化、重量化が助長されてしまうことがある。

つまり、チョークインプット方式により力率改善を図る構成の電源回路では、パワーチョークコイルの挿入に起因する電力変換効率の低下、及び電源回路の大型重量化、さらには高コスト化が避けられないという問題を有している。

【0039】

【課題を解決するための手段】

そこで本発明は上記した課題を考慮して、力率改善機能を有するスイッチング電源回路として次のように構成する。

つまり、商用交流電源を入力して整流平滑電圧を生成するものとされ、商用交流電源レベルの等倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧、又は商用交流電源レベルの所定倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧を生成する整流平滑手段を備える。

また、整流平滑電圧を直流入力電圧として入力してスイッチング動作を行うものとされ、ハイサイドのスイッチング素子と、ローサイドのスイッチング素子とをハーフブリッジ結合して形成されるスイッチング手段と、各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段を備える。

また、少なくとも、スイッチング手段のスイッチング動作により得られるスイッチング出力が供給される一次巻線と、この一次巻線に得られたスイッチング出力としての交番電圧が励起される二次巻線とを巻装して形成される絶縁コンバータトランスとを備える。

また、少なくとも、一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、ハーフブリッジ結合を形成する2つのスイッチング素子のうち、一方のスイッチング素子に対して並列接続された部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、少なくとも一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、各スイッチング素子がターンオン又はターンオフするタイミングに応じてのみ電圧共振動作が得られる一次側部分電圧共振回路を備える。

また、二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行うことで二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング駆動手段を制御して、スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、力率を改善する力率改善回路とを備える。

そして、力率改善回路は、一次側直列共振回路に対して直列に挿入される力率改善用一次巻線と、整流平滑手段として形成される整流電流経路に挿入される力率改善用二次巻線とを巻装し、これら力率改善用一次巻線と力率改善用二次巻線とが疎結合となるようにして構成される力率改善用トランスと、整流電流経路の所要部位に挿入され、力率改善用一次巻線によって力率改善用二次巻線に励起された交番電圧に基づいてスイッチング動作を行うことで整流電流を断続する整流ダイオード素子とを備えて形成することとした。

【0040】

上記構成によると、本発明のスイッチング電源回路は、複合共振形コンバータとして、少なくとも、一次側にハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータに対して、部分共振電圧回路を組み合わせた構成を採っていることになる。また、力率改善は、疎結合による力率改善用トランスによって、複合共振形コンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還して、整流ダイオードにより整流電流を断続し、これにより交流入力電流の導通角を拡大して力率改善を図る構成が採られる。

これにより、例えば力率改善回路を備える電源回路としては、商用交流電源ラインに対してチョークコイルを挿入する構成を採る必要はないこととなる。

【0041】

【発明の実施の形態】

図1は、本発明の第1の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。この図に示す電源回路は、交流入力電圧 $V_{AC} = 100V$ 系のいわゆる単レンジで、負荷電力 $P_o = 150W$ 以上の条件に対応する。つまり、対応する負荷条件としては、先に図27に示した電源回路と同様となる。

【0042】

この図に示す電源回路においては、先ず、商用交流電源ACに対して、コモンモードチョークコイルCMCと1本のアクロスコンデンサCLを接続して形成される、コモンモードノイズフィルタが設けられる。コモンモードノイズフィルタは、例えばスイッチングコンバータ側から商用交流電源ACに伝わるノイズを抑制する。

【0043】

そして、本実施の形態の電源回路では、商用交流電源ACに対して、整流回路系を含んで形成される力率改善回路3が接続される構成を採る。この力率改善回路3は、図示するようにして、ブリッジ整流回路Di、平滑コンデンサCi、フィルタコンデンサCN、及び疎結合トランスVFT（力率改善用トランス）を備えて形成される。

ブリッジ整流回路Diの正極入力端子は、疎結合トランスVFTの二次巻線N12の直列接続を介して、商用交流電源ACの正極ラインと接続される。また、ブリッジ整流回路Diの負極入力端子は、商用交流電源ACの負極ラインと接続される。

ブリッジ整流回路Diの正極出力端子は、平滑コンデンサCiの正極端子に接続される。平滑コンデンサCiの負極端子は、一次側アースに接続される。また、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子は、一次側アースと接続される。

【0044】

このようにして形成される力率改善回路3の整流回路系の動作としては、商用交流電源ACから供給される交流入力電圧VACが正／負の各期間において、ブリッジ整流回路Diにより整流された整流出力によって平滑コンデンサCiに対して充電が行われる、いわゆる全波整流動作が得られることになる。つまり、整流回路系の基本構成としては、各1組のブリッジ整流回路及び平滑コンデンサから成る全波整流回路とされる。そして、この全波整流回路の整流動作により、平滑コンデンサCiの両端に、交流入力電圧VACの等倍に対応するレベルの整流平滑電圧Eiを生成する。

【0045】

そのうえで、力率改善回路3においては、ブリッジ整流回路D_iを形成する各整流ダイオードDa~Ddについて、高速リカバリ型が選定される。これは、後述するようにして、力率改善のための動作として、整流ダイオードDa~Ddが整流電流をスイッチングすることに対応している。

また、商用交流電源ACの正極ラインに対して疎結合トランスVF_Tの二次巻線N12を挿入した回路構成を採っている。これは、疎結合トランスVF_Tの二次巻線N12が整流回路系に直列に挿入されていることを意味する。そして、これによって、結果的には、整流回路系に流れる整流電流の導通角を拡大させる動作が得られて、力率改善が図られる。なお、力率改善回路3による力率改善動作については後述する。

【0046】

ここで、疎結合トランスVF_Tの構造例を図2に示しておく。

この図に示すように、疎結合トランスVF_Tは、フェライト材によるE型コアCR1、CR2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたEE型コアを備える。

そして、一次側と二次側の巻装部について相互に独立するようにして分割した形状により、例えば樹脂などによって形成される、ボビンBが備えられる。このボビンBの一方の巻装部に対して一次巻線N11が巻装される。また、他方の巻装部に対して二次巻線N12が巻装される。このようにして一次巻線及び二次巻線が巻装されたボビンBを上記EE型コア(CR1, CR2)に取り付けることで、一次側巻線及び二次側巻線とがそれぞれ異なる巻装領域により、EE型コアの中央磁脚に巻装される状態となる。これにより疎結合トランスVF_T全体としての構造が得られる。

また、中央磁脚の接合部分に対して所要のギャップ長のギャップGを形成するようにしており、これにより、所要の結合係数による疎結合の状態が得られるようにしている。この第1の実施の形態、及び後述する第2、第3、第4の実施の形態では、例えばギャップGのギャップ長を1.5mm程度として、結合係数について0.75以下となるようにしている。

【0047】

図1において、上記整流平滑電圧 E_i を直流入力電圧として入力して動作するスイッチングコンバータとしては、この場合、電流共振形コンバータとしての基本構成に対して少なくとも一次側に部分電圧共振回路を備えた、複合共振形コンバータとしての構成を採る。

そして、ここでは、図示するようにして、MOS-FETによる2本のスイッチング素子Q1（ハイサイド）、Q2（ローサイド）をハーフブリッジ結合により接続している。スイッチング素子Q1、Q2の各ドレインソース間に対しては、図示する方向により、それぞれダンパダイオードDD1、DD2を並列に接続している。

【0048】

また、スイッチング素子Q2のドレインソース間に対しては、部分共振コンデンサ C_p が並列に接続される。この部分共振コンデンサ C_p のキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンス L_1 によっては並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。なお、この場合には、実際においては、部分電圧共振回路としては、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1と直列接続された疎結合トランスVFTの一次巻線N1のインダクタンス成分 L_{11} も含まれることになる。

【0049】

コントロールIC2は、電流共振形コンバータを他励式により駆動するための発振回路、制御回路、及び保護回路等を備えて構成されるもので、内部にバイポーラトランジスタを備えた汎用のアナログIC(Integrated Circuit)とされる。

このコントロールIC2は、電源入力端子 V_{cc} に入力される直流電圧（18V）により動作する。また、電源入力端子 V_{cc} は、起動抵抗 R_s を介して整流平滑電圧 E_i のラインとも接続されている。コントロールIC2は、電源起動時には、この起動抵抗 R_s を介して入力される整流平滑電圧 E_i により起動する。また、このコントロールIC2は、アース端子Eにより一次側アースに接地させるようにしている。

【0050】

そして、コントロール IC 2 においては、スイッチング素子に対してドライブ信号（ゲート電圧）を出力するための端子として、2つのドライブ信号出力端子 VGH、VGLが備えられる。

ドライブ信号出力端子 VGHからは、ハイサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力され、ドライブ信号出力端子 VGLからは、ローサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力される。

そして、ドライブ信号出力端子 VGHから出力されるハイサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子 Q1のゲートに対して印加され、ドライブ信号出力端子 VGLから出力されるローサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子 Q2のゲートに対して印加されるようになっている。

【0051】

なお、ここでは図示していないが、実際には、コントロール IC 2 には、周辺の外付け部品により形成されるブートストラップ回路が接続される。このブートストラップ回路は、ハイサイドのスイッチング素子 Q1 に対して印加されるドライブ信号について、スイッチング素子 Q1 を適正にドライブ可能なレベルとなるように、レベルシフトするためのものである。

また、実際には、スイッチング素子 Q1、Q2には、ゲート抵抗や、ゲートソース間抵抗などの部品素子も接続されるが、ここでも、これらの図示は省略している。

【0052】

コントロール IC 2 では、内部の発振回路により所要の周波数の発振信号を生成する。なお、この発振回路は、後述するようにして制御回路 1 から端子 Vc に入力される制御出力のレベルに応じて、発振信号の周波数を可変するようにされている。

そして、コントロール IC 2 では、上記発振回路にて生成された発振信号を利用して、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号を生成する。そして、ハイサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子 VGHから出力し、ローサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子 VGLから出力する。

【0053】

上記ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号は、1スイッチング周期内において、正極性による矩形波のパルスが発生するオン期間と、0Vとなるオフ期間が得られる波形を有する。そして、上記した波形を共に有するものとされた上で、互いに 180° の位相差を有する出力タイミングを有する。

このような波形がスイッチング素子Q1、Q2に印加されることで、スイッチング素子Q1、Q2は、交互にオン／オフするようにしてスイッチング動作を行うことになる。

【0054】

なお、実際のスイッチング動作としては、スイッチング素子Q1がターンオフしてスイッチング素子Q2がターンオンするまでの間と、スイッチング素子Q2がターンオフして、スイッチング素子Q1がターンオンするまでの間に、スイッチング素子Q1、Q2が共にオフとなる、短時間のデッドタイムが形成されるようにしている。

【0055】

このデッドタイムは、スイッチング素子Q1、Q2が共にオフとなる期間である。このデッドタイムは、部分電圧共振動作として、スイッチング素子Q1、Q2がターンオン／ターンオフするタイミングでの短時間において、部分共振コンデンサCp1、Cp2における充放電の動作が確実に得られるようにすることを目的として形成している。そして、このようなデッドタイムとしての時間長は、例えばコントロールIC2側で設定することができるようになっており、コントロールIC2では、設定された時間長による期間 t_d が形成されるように、ドライブ信号出力端子VGH、VGLから出力すべきドライブ信号についてのパルス幅のデューティ比を可変する。

【0056】

絶縁コンバータトランスPITはスイッチング素子Q1、Q2のスイッチング出力を二次側に伝送するものであり、この場合には、一次巻線N1と二次巻線N2が巻装される。

この場合、絶縁トランス P I T の一次巻線 N 1 の一端は、スイッチング素子 Q 1 のソースとスイッチング素子 Q 2 のドレインとの接続点（スイッチング出力点）に対して、疎結合トランス V F T の一次巻線 N 11 - 直列共振コンデンサ C 1 の直列接続を介して接続される。また、一次巻線 N 1 の他端は、一次側アースに接続される。

【0057】

上記した接続態様によると、スイッチング素子 Q 1, Q 2 のスイッチング出力点に対して、直列共振コンデンサ C 1 - 疎結合トランス V F T の一次巻線 N 11 - 絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N 1 の直列回路が接続されていることになる。

従って、この場合には、上記直列共振コンデンサ C 1 のキャパシタンスと、一次巻線 N 1 を含む絶縁コンバータトランス P I T のリーケージインダクタンス L 1、及び疎結合トランス V F T の一次巻線 N 11 のインダクタンス成分 L 11 とによって、一次側直列共振回路が形成される。そして、上記のようにして、この一次側直列共振回路がスイッチング出力点に対して接続されていることで、スイッチング素子 Q 1, Q 2 のスイッチング出力が一次側直列共振回路に伝達されることになる。一次側直列共振回路では伝達されたスイッチング出力に応じて共振動作するが、これによって、一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とする。

【0058】

従って、この図に示す一次側スイッチングコンバータとしては、一次側直列共振回路（C 1 - L 11 - L 1）による電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振回路（C p // L 1（-L 11））とによる部分電圧共振動作とが得られることになる。

つまり、この図に示す電源回路は、一次側スイッチングコンバータを共振形とするための共振回路に対して、他の共振回路とが組み合わせられた形式を採っていることになる。つまり、複合共振形コンバータとしての構成を採っている。

【0059】

ここでの図示による説明は省略するが、絶縁コンバータトランス P I T の構造としては、例えばフェライト材による E 型コアを組み合わせた E E 型コアを備え

る。そして、一次側と二次側とで巻装部位を分割したうえで、一次巻線N1と、次に説明する二次巻線N2を、EE型コアの中央磁脚に対して巻装している。

そして、この第1の実施の形態、及び後述する第2、第3、第4の実施の形態としては、EE型コアの中央磁脚に対しては1.0mm～1.5mmのギャップを形成するようにしている。これによって、0.7～0.8程度の結合係数による疎結合の状態を得るようにしている。

【0060】

絶縁コンバータトランスPITの二次側には、二次巻線N2が巻装されている。この二次巻線N2には、一次巻線N1に伝達されたスイッチング出力に応じた交番電圧が励起される。

二次巻線N2に対しては、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、整流ダイオードD01、D02、及び平滑コンデンサC0から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサC0の両端電圧として二次側直流出力電圧E0が得られる。この二次側直流出力電圧E0は、図示しない負荷側に供給されるとともに、次に説明する制御回路1のための検出電圧としても分岐して入力される。

【0061】

制御回路1は、例えば二次側の直流出力電圧E0のレベルに応じて、そのレベルが可変される電流又は電圧を制御出力として得る。この制御出力は、コントロールIC2の制御端子Vcに対して出力される。

コントロールIC2では、制御端子Vcに入力された制御出力レベルに応じて、ドライブ信号出力端子VGH、VGLから出力すべきハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号とについて、互いに交互にオン／オフさせるタイミングを保たせたうえで、各ドライブ信号の周波数を同期させた状態で可変するように動作する。

これにより、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング周波数は、制御端子Vcに入力された制御出力レベル（つまり二次側直流出力電圧レベル）に応じて、可変制御されることになる。

スイッチング周波数が可変されることによって、一次側直列共振回路におけ

る共振インピーダンスが変化することになる。このようにして共振インピーダンスが変化することによって、一次側直列共振回路の一次巻線N1に供給される電流量が変化して二次側に伝送される電力も変化することになる。これにより、二次側直流出力電圧E0のレベルが変化することとなって定電圧制御が図られることになる。

【0062】

続いて、先に説明した構成による力率改善回路3の動作を図3の波形図を参照して説明する。

例えば図3(a)示す周期により交流入力電圧VACが得られているとすると、商用交流電源ACから整流電流経路に流れようとする交流入力電流IACは、図3(b)に示すようにして、交流入力電圧VACが正／負の期間において、それぞれ正極性／負極性となるようにして流れる。

また、商用交流電源ACのラインにおけるフィルタコンデンサCNと疎結合トランスVFTの二次巻線N12の端部との接続点と、一次側アースとの間の電位V1は、図3(c)により示す波形が得られる。

ブリッジ整流回路Diの正極入力端子と一次側アース間の電位V2は、図3(e)に示す波形が得られる。

【0063】

ここで、疎結合トランスVFTにおいては、一次巻線N11に対して一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力が伝達される。これに応じて、疎結合トランスVFTの二次巻線N12には、交番電圧が励起されることになる。疎結合トランスVFTの二次巻線N12は、前述もしたように、整流電流経路に挿入されているから、疎結合トランスVFTによっては、一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還する動作が得られることになる。

上記図3(c)(e)に示す電位V1, V2は、図示するようにして、交流入力電圧IACの導通期間以外の期間において、交番波形成分が重畳されている。これは、上記のようにして、一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力が電圧帰還されることで得られる。

【0064】

そして、これに応じて、商用交流電源 AC のラインから疎結合トランス VFT の二次巻線 N12 に流れようとする電流 I_2 は、図 3 (f) に示すようにして、定常的な交番波形として流れる。この電流 I_2 は、0 レベルを中心に一定の振幅とされたうえで、交流入力電流 I_{AC} の導通期間に対応して、正極性の整流電流 I_1 の成分が重畳された波形として得られる。

【0065】

そして、交流入力電圧 V_{AC} が正極性／負極性となる期間の各々において、図 3 (c) に示した電位 V_1 が、それぞれ最大／最小となる近傍のタイミングでは、電位 V_1 のレベルが整流平滑電圧 E_i よりも高くなる期間が生じ、この期間において、ブリッジ整流回路 D_i から平滑コンデンサ C_i に対して、図 3 (d) に示す整流電流 I_1 が流れる。

ブリッジ整流回路 D_i を形成する高速リカバリ型の整流ダイオード ($D_a \sim D_d$) に整流電流が流れるとき、これらの整流ダイオードでは、疎結合トランス VFT の二次巻線 N12 に励起された交番電圧に応じて、スイッチング動作を行う。これにより、整流ダイオードに流れる整流電流は断続されることになり、整流電流 I_1 としては、図 3 (d) に示すようにして交番波形となる。

【0066】

整流電流 I_1 は、交流入力電圧 V_{AC} が正の期間内では、フィルタコンデンサ C_N から商用交流電源 AC の正極ラインを介して、二次巻線 N12 → ブリッジ整流回路 D_i の整流ダイオード D_a → 平滑コンデンサ C_i → 一次側アース → 整流ダイオード D_d → 商用交流電源 AC の負極ラインによる整流電流経路で流れる。

また、交流入力電圧 V_{AC} が負の期間内では、フィルタコンデンサ C_N から商用交流電源 AC の負極ラインを介して、整流ダイオード D_c → 平滑コンデンサ C_i → 一次側アース → 整流ダイオード D_b → 二次巻線 N12 による整流電流経路で流れる。

【0067】

このようにして、高速リカバリ型の整流ダイオード ($D_a \sim D_d$) によって、整流電流がスイッチングされるようにして断続されることで、整流出力電圧レベルが整流平滑電圧 E_i のレベルよりも低いとされる期間にも平滑コンデンサ C_i へ

の充電電流が流れるようにされる。

この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近付くようにされることで、図3 (b) に示すようにして、交流入力電流 I_{AC} の導通角が拡大される。このようにして、交流入力電流 I_{AC} の導通角が拡大される結果、力率改善が図られることになる。

【0068】

図4には、図1に示した構成による電源回路の特性として、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 時における、負荷電力 $P_o = 0 \sim 150\text{ W}$ の変動に対する電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$)、力率 P_F 、及び整流平滑電圧 E_i の変化を示している。

また、図5には、図1に示した構成による電源回路の特性として、負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 時における、交流入力電圧 $V_{AC} = 85\text{ V} \sim 120\text{ V}$ の変動に対する電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$)、力率 P_F 、及び整流平滑電圧 E_i の変化を示している。

【0069】

また、参考として、上記図4及び図5に示した実験結果を得るにあたっての、図1に示した回路の各部の定数を示しておく。

フィルタコンデンサ $C_N = 1\text{ }\mu\text{ F}$

絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 $N_1 = 32\text{ T}$

絶縁コンバータトランス PIT の二次巻線 N_2 : センタータップを分割位置として $23\text{ T} + 23\text{ T}$ (ターン)

一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.068\text{ }\mu\text{ F}$

一次側部分共振コンデンサ $C_p = 680\text{ p F}$

疎結合トランス VFT : $EE-28$ のフェライトコア、ギャップ長 $= 1.5\text{ mm}$

一次巻線 N_{11} のインダクタンス $L_{11} = 75\text{ }\mu\text{ H}$

二次巻線 N_{12} のインダクタンス $L_{12} = 50\text{ }\mu\text{ H}$

【0070】

これら図4及び図5に基づいて、負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 時における、図1に

示す電源回路と、先に図 27 に示した先行技術としての電源回路とを比較してみると次のようになっている。なお、先行技術としては、図 27 及び図 30 の 2 つの電源回路を示しているが、ここでは図 1 の電源回路と同等の負荷条件に対応すべき構成を採る図 27 の回路を比較対象としている。

【0071】

まず、力率に関しては、図 1 に示す回路では力率 $P F = 0.78$ となっており、先に図 27 に示した電源回路の力率 $P F = 0.75$ よりも向上していることが分かる。

また、図 1 に示す回路の電力変換効率は ($\eta_{AC \rightarrow DC}$)、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 90.6\%$ であるのに対して、図 27 に示す回路では、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 87.5\%$ であったから、 3.1% 向上していることになる。従って、交流入力電力 P_{in} については、図 27 に示した回路が 171.4 W であるのに対して、図 1 に示す回路では 165.5 W となっており、 5.9 W 低下していることになる。これは、図 27 に示す回路構成において、パワーチョークコイル PCH を挿入しない（力率改善無し）の構成と同等の電力変換効率となっている。

整流平滑電圧 E_i のレベルについては、図 1 に示す回路では、 $E_i = 143\text{ V}$ となっている。図 27 に示す回路において、パワーチョークコイル PCH を挿入しない（力率改善無し）の構成の場合には $E_i = 134\text{ V}$ であり、本実施の形態では、これよりも高いレベルの整流平滑電圧 E_i が得られていることになる。このような整流平滑電圧 E_i の上昇は、整流平滑電圧 E_i として、スイッチング出力の電圧帰還分が重畳されることで得られるものである。

【0072】

また、図 1 に示す回路では、パワーチョークコイル PCH が省略され、代わりに、疎結合トランス VFT が設けられている。

図 27 に示す回路のパワーチョークコイル PCH は、その重量が 153 g であり、基板占有面積は 11 平方cm であった。これに対して、図 1 に示す回路では、疎結合トランス VFT とフィルタコンデンサ CN を総合しても、重量が 48 g であり、図 27 に示す回路のパワーチョークコイル PCH の約 31% にまで軽減されている。また、基板占有面積は 9 平方cm であるから、約 82% 程度にまで縮小

が図られていることになる。

このようにして、図 1 に示す電源回路は、力率改善機能を有する負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 以上に対応可能な電源回路として、図 27 に示す電源回路よりも、小型、軽量化が図られることになる。

【0073】

また、パワーチョークコイル PCH が省略されることで、このパワーチョークコイル PCH にて発生する漏洩磁束による負荷側への影響も考慮する必要がない。このため、例えばパワーチョークコイル PCH に磁気シールド板を施すような対策も不要となるから、この点でも、回路の小型軽量化に寄与することになる。

【0074】

図 6 は、本発明の第 2 の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。この図に示す電源回路も、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 系の単レンジで、負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 以上の条件に対応する。なお、この図において、図 1 と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

この図に示す電源回路においては、先ず、絶縁コンバータトランス $PI T$ の二次巻線 $N2$ に対して、並列共振コンデンサ $C2$ を並列に接続している。

この並列共振コンデンサ $C2$ は、自身のキャパシタンスと二次巻線 $N2$ のリーケージインダクタンス $L2$ によって、二次側並列共振回路を形成するものとされる。そして、並列共振コンデンサ $C2$ のキャパシタンスとしては、 $1000\text{ pF} \sim 3300\text{ pF}$ が選定される。そして、実際に選定されるキャパシタンスの値により、この二次側並列共振回路は、二次側の整流回路の動作を電圧共振形とする電圧共振回路、又は、部分電圧共振動作を得るための部分電圧共振回路として形成されることになる。

つまり、第 2 の実施の形態の電源回路は、複合共振形コンバータとして、二次側にも共振回路を備える構成を採っている。このようにして、二次側に共振回路を備えることによって、より安定したスイッチング動作を得たり、また、より重負荷の条件に対応することが可能となる。

【0075】

また、この図 6 に示す電源回路の力率改善回路 3 は、図 1 に示した力率改善回

路 3 と比較すると、構成部品として、高速リカバリ型の整流ダイオード D1、D が追加されている。つまり、この場合には、ブリッジ整流回路 D i の整流ダイオードによっては、整流電流をスイッチングにより断続することは行わない。そして、整流電流経路内において、整流電流をスイッチングするためのダイオードとして、上記整流ダイオード D1、D2 を備えるものである。また、この場合のブリッジ整流回路 D i の整流ダイオード Da ~ Dd は、整流電流をスイッチングしないことに対応して、低速リカバリ型とされることになる。

【0076】

そして、この場合のブリッジ整流回路 D i の正極入力端子は、商用交流電源 A C と直接接続される。また、ブリッジ整流回路 D i の正極入力端子は、疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 の直列接続から、整流ダイオード D2 のアノード→カソードを介して平滑コンデンサ C i の正極端子と接続される。

また、ブリッジ整流回路 D i の正極出力端子は、整流ダイオード D1 のアノード→カソードを介して、平滑コンデンサ C i の正極端子と接続される。

また、この場合のフィルタコンデンサ C N は、ブリッジ整流回路 D i の正極入力端子と、平滑コンデンサ C i の正極端子（整流ダイオード D1、D2 の各アノードの接続点）との間に挿入される。

【0077】

上記のようにして形成される力率改善回路 3 の動作は次のようになる。

力率改善回路 3 において、交流入力電流 I A C は、商用交流電源 A C の正極ラインから、ブリッジ整流回路 D i を形成するダイオード Da を介して流れる第 1 整流電流 I 1 と、商用交流電源 A C の正極ラインから、疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 を流れる第 2 整流電流 I 2 とに分岐して流れることになる。

まず、交流入力電圧 V A C が正の期間において、第 1 整流電流 I 1 は、商用交流電源 A C の正極ライン→整流ダイオード Da（ブリッジ整流回路 D i）→整流ダイオード D1→平滑コンデンサ C i→整流ダイオード Dd（ブリッジ整流回路 D i）→商用交流電源 A C の負極ラインの経路で流れる。

また、第 2 整流電流 I 2 は、商用交流電源 A C の正極ラインから分岐して、二次巻線 N12（疎結合トランス V F T）→整流ダイオード D2 の経路で流れ、平滑

コンデンサ C_i に流入する。

【0078】

また、交流入力電圧 V_{AC} が負の期間では、第1整流電流 I_1 は、商用交流電源 AC の負極ライン→ダイオード D_c (ブリッジ整流回路 D_i) →整流ダイオード D_1 →平滑コンデンサ C_i →整流ダイオード D_b (ブリッジ整流回路 D_i) →商用交流電源 AC の負極ラインの経路で流れる。

また、第2整流電流 I_2 は、整流ダイオード D_b (ブリッジ整流回路 D_i) から分岐して、二次巻線 N_{12} (疎結合トランス VFT) →整流ダイオード D_2 の経路で流れ、平滑コンデンサ C_i に流入する。

【0079】

そして、力率改善回路3内には、疎結合トランス VFT の二次巻線 N_{12} に励起された交番電圧によって、スイッチング出力が電圧帰還されている。このため、上記のようにして整流電流が流れる過程において、第1整流電流 I_1 は、高速リカバリ型の整流ダイオード D_1 により、第2整流電流 I_2 は、高速リカバリ型の整流ダイオード D_2 により、それぞれスイッチングされることで交番波形となる。

なお、このようにしてスイッチング周期により交番波形として得られる高周波の電流成分は、フィルタコンデンサ C_N にて充放電されるようにして吸収され、ノーマルモードノイズが抑制される。

【0080】

このようにして、高速リカバリ型の整流ダイオード D_1 , D_2 によって、整流電流がスイッチングされるようにして断続される結果、交流入力電流 I_{AC} の導通角が拡大され、力率改善が図られる。

【0081】

そして、このような構成による図6に示す電源回路においても、図1に示した電源回路と同様に、図27の電源回路と比較した場合には、電力変換効率の向上、回路基板の小型軽量化が図られることになる。

【0082】

図7は、本発明の第3の実施の形態としての電源回路の構成例を示している。先に図1及び図6に示した、第1及び第2の実施の形態の電源回路が、交流入力

電圧 $V_{AC} = 100\text{V}$ 系の単レンジで、負荷電力 $P_o = 150\text{W}$ 以上の条件に対応するのに対し、この第3の実施の形態としての電源回路は、同じ交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{V}$ 系の単レンジであっても、負荷電力 $P_o = 250\text{W}$ 以上の条件に対応する。従って、対応可能な負荷条件としては、図30に示した電源回路と同様となる。

なお、この図において、図1又は図6と同一部分には同一符号を付し、同様となる構成部位についての説明は省略する。

【0083】

この図に示す電源回路においては、力率改善回路3内に備えられる整流回路系の基本的な構成として、倍電圧整流回路が形成される。

つまり、2本の直列接続した平滑コンデンサ C_{i1} , C_{i2} を備え、この平滑コンデンサ $C_{i1} - C_{i2}$ の直列回路を、ブリッジ整流回路 D_i の正極出力端子と一次側アース間に対して並列に挿入する。

そして、商用交流電源 AC の負極ラインを、平滑コンデンサ $C_{i1} - C_{i2}$ の接続点に対して接続する。代わりに、ブリッジ整流回路 D_i の負極入力端子は、同じブリッジ整流回路 D_i の正極入力端子に接続して、整流電流経路内において、ブリッジ整流回路 D_i を形成する整流ダイオード D_a , D_c が並列に接続されるようにする。

また、この場合のブリッジ整流回路 D_i の各整流ダイオード $D_a \sim D_d$ は、整流電流をスイッチングすることに対応して、高速リカバリ型とされている。

このようにして形成される倍電圧整流回路は、後述するような整流動作によって、交流入力電圧 V_{AC} の2倍のレベルに対応する整流平滑電圧 E_i (直流入力電圧) を生成する。倍電圧整流回路によって、整流平滑電圧 E_i のレベルを上昇させることで、例えば図1及び図6に示した回路よりも重負荷の条件に対応可能な構成としているものである。

【0084】

上記した力率改善回路3の力率改善動作について、図8の波形図を参照して説明する。また、ここでは力率改善回路3の力率改善動作と共に、この力率改善回路3に含まれるとされる、倍電圧整流回路の整流動作についても説明する。

【0085】

ここで、図8(a)示す周期により交流入力電圧 V_{AC} が入力されているとすると、図8(c)に示す電位 V_1 は、図示するようにして、交流入力電圧 V_{AC} が正となる期間で最大値となり、交流入力電圧 V_{AC} が負となる期間で0Vの最小値となる正弦波となる。この電位 V_1 は、図示するようにして、第2整流電流 I_2 が流れる経路である、商用交流電源ACの正極ラインにおけるフィルタコンデンサ C_N と疎結合トランスVFTの二次巻線 N_{12} の接続点と、一次側アースとの間の電位である。

【0086】

そして、この第2整流電流 I_2 は、交流入力電圧 V_{AC} の絶対値が、上記図8(c)に示す電位 V_1 の絶対値よりも高いとされる正／負の各期間において、交流入力電流 I_{AC} を基として流れることになる。第2整流電流 I_2 は、図8(e)に示すようにして、交流入力電圧 V_{AC} が正極性／負極性の各期間において、それぞれ正極性／負極性により、図示する交番波形により流れる。

【0087】

先ず、商用交流電源 V_{AC} が正極性となる期間においては、第2整流電流 I_2 は、フィルタコンデンサ C_N から商用交流電源ACの正極ラインを介して、疎結合トランスVFTの二次巻線 N_{12} を流れ、さらに、ブリッジ整流回路 D_i の整流ダイオード $D_a//D_c$ の並列回路を流れる。そして、整流ダイオード $D_a//D_c$ の並列回路を経由した電流は、第1整流電流 I_1 として、平滑コンデンサ C_{i1} の正極端子→負極端子に流入して、さらに、商用交流電源ACの負極ラインからフィルタコンデンサ C_N に流入する。

また、交流入力電圧 V_{AC} が負となる期間においては、第2整流電流は、フィルタコンデンサ C_N から商用交流電源ACの負極ラインを経由して、平滑コンデンサ C_{i2} の正極端子→負極端子に流入し、さらに一次側アースを介するようにして、ブリッジ整流回路 D_i の整流ダイオード D_b に流れる。そして、整流ダイオード D_b を経由した整流電流 I_2 は、疎結合トランスVFTの二次巻線 N_{12} を介して、商用交流電源ACの正極ラインからフィルタコンデンサ C_N に流入する。

【0088】

上記したような整流電流の流れによると、先ず、整流動作としては、交流入力電圧 V_{AC} が正極性の期間において平滑コンデンサ C_{i1} に対する充電が行われることになって、この平滑コンデンサ C_{i1} には、交流入力電圧 V_{AC} に対して等倍となるレベルの整流平滑電圧が得られる。同様にして、交流入力電圧 V_{AC} が負極性の期間においては、平滑コンデンサ C_{i2} に対する充電が行われるので、この平滑コンデンサ C_{i2} にも、交流入力電圧 V_{AC} に対して等倍レベルの整流平滑電圧が得られる。

この結果、平滑コンデンサ $C_{i1}-C_{i2}$ の直列接続回路の両端電圧としては、交流入力電圧 V_{AC} の 2 倍のレベルに対応する整流平滑電圧 E_i が得られることになる。つまり、倍電圧整流動作が得られることになる。

【0089】

なお、上記第 2 整流電流 I_2 は、交流入力電圧 V_{AC} が正極性となる期間のみではあるが、整流ダイオードの並列回路 ($D_a//D_c$) に流すようにしている。これは、図 7 に示す電源回路が、図 1 又は図 6 に示す実施の形態の電源回路よりも重負荷の条件であることに対応している。つまり、重負荷の条件となるのに従って整流電流量は増加するのであるが、上記のように整流電流を整流ダイオードに並列に流すようにすれば、整流ダイオードに流れる電流量が低減されることになるので、それだけ、整流ダイオードにかかる負担を軽減することができるものである。

【0090】

また、このような回路構成による力率改善回路 3 においても、疎結合トランス VFT の二次巻線 N_2 に交番電圧が励起され、整流電流経路にスイッチング周期の交番電圧成分が重畳されることになる。つまり、整流電流経路に対してスイッチング出力が電圧帰還される。そして、スイッチング周期の交番電圧成分が重畳されることによって、ブリッジ整流回路 D_i の整流ダイオードは、整流電流をスイッチングする動作が得られる。

つまり、上記した整流電流経路からも分かるように、交流入力電圧 V_{AC} が正極性の期間では、整流ダイオード D_a , D_c において整流電流をスイッチングして断続する動作が得られ、結果的に、図 8 (d) (e) に示すようにして、第 1 整流

電流 I_1 、第 2 整流電流 I_2 は、スイッチング周期による交番波形となって整流電流経路を流れる。

また、交流入力電圧 V_{AC} が負極性の期間では、整流ダイオード D_b において整流電流をスイッチングして断続する動作が得られることになり、図 8 (e) に示すようにして、負極性方向により流れる交番波形となるものである。

そして、このようにして、ブリッジ整流回路 D_i の整流ダイオードによって整流電流がスイッチングされることによって、これまで説明してきたように、図 8 (b) に示すように交流入力電流 I_{AC} の導通角が拡大され、力率改善が図られることとなる。

【0091】

図 9 に、図 7 に示した構成による電源回路の特性として、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ における、負荷電力 $P_o = 0 \sim 300\text{ W}$ の変動に対する電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$)、力率 P_F 、及び整流平滑電圧 E_i の変化を示す。

また、図 10 に、図 7 に示した構成による電源回路の特性として、負荷電力 $P_o = 300\text{ W}$ における、交流入力電圧 $V_{AC} = 85\text{ V} \sim 120\text{ V}$ の変動に対する電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$)、力率 P_F 、及び整流平滑電圧 E_i の変化を示している。

【0092】

また、参考として、上記図 9 及び図 10 に示した実験結果を得るにあたっての、図 7 に示した回路の各部の定数を示しておく。

フィルタコンデンサ $C_N = 1\text{ }\mu\text{ F}$

絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 $N_1 = 35\text{ T}$

絶縁コンバータトランス PIT の二次巻線 N_2 : センタータップを分割位置として $25\text{ T} + 25\text{ T}$ (ターン)

一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.039\text{ }\mu\text{ F}$

一次側部分共振コンデンサ $C_p = 680\text{ p F}$

疎結合トランス VFT : $EE-28$ のフェライトコア、ギャップ長 $= 1.5\text{ mm}$

一次巻線 N_{11} のインダクタンス $L_{11} = 130\text{ }\mu\text{ H}$

二次巻線N12のインダクタンス $L_{12} = 100 \mu H$

【0093】

これら図9及び図10に示す実験結果から、図7に示す電源回路と、先行技術として示した図30に示す回路とについて、負荷電力 $P_o = 300 W$ の負荷条件での比較を行うと、次のようになる。

まず、力率に関しては、図7に示す回路では力率 $P_F = 0.80$ となっており、図30に示す電源回路の力率 $P_F = 0.75$ よりも向上していることが分かる。

また、図7に示す回路の電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) は、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 93.5\%$ であるのに対して、図30に示す回路では、 $\eta_{AC \rightarrow DC} = 91.1\%$ であったから、 2.4% 向上していることになる。従って、交流入力電力 P_{in} については、図30に示した回路が $326.0 W$ であるのに対して、図7に示す回路では $317.5 W$ となっており、 $8.5 W$ 低下していることになる。これは、図30に示す回路構成において、パワーチョークコイル PCH を挿入しない（力率改善無し）の構成と比較しても、さらに電力変換効率が向上されているという結果が得られている。

整流平滑電圧 E_i のレベルについては、図7に示す回路では、 $E_i = 269 V$ となっている。図30に示す回路において、パワーチョークコイル PCH を挿入しない（力率改善無し）の構成の場合には $E_i = 264 V$ であり、本実施の形態では、これよりも高いレベルの整流平滑電圧 E_i が得られていることになる。

【0094】

そして、この図7に示す回路についても、実装部品の観点から図30の回路と比較を行った場合には、パワーチョークコイル PCH が省略される代わりに、疎結合トランス VFT が設けられていることになる。

図30に示す回路の場合には、より重負荷の条件に対応するために、パワーチョークコイル PCH の重量は $240 g$ であり、基板占有面積は 19 平方 cm であった。これに対して、図7に示す回路においては、疎結合トランス VFT 及びフィルタコンデンサ CN の総重量は $48 g$ であり、また、疎結合トランス VFT の占

有面積は9平方cmであるから、重量は20%程度にまで軽減され、占有面積は、47%程度と大幅に縮小されている。

このように、図7に示す電源回路としても、力率改善機能を有する負荷電力 $P_o = 250\text{W}$ 以上に対応可能な電源回路として、図30に示す電源回路と比較して大幅に小型、軽量化が図られることになる。

また、図7の電源回路についても、パワーチョークコイルPCHにて発生する漏洩磁束による負荷側への影響を考慮した、磁気シールド板等の対策が不要となる。

【0095】

図11は、本発明の第4の実施の形態としての電源回路の構成例を示している。この第4の実施の形態としての電源回路も、図7に示した第3の実施の形態の電源回路と同様にして、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{V}$ 系の単レンジで、負荷電力 $P_o = 250\text{W}$ 以上の条件に対応した構成を採る。なお、図1、図6、及び図7と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

【0096】

先ず、この図に示す電源回路においても、負荷電力 $P_o = 250\text{W}$ 以上の条件に対応するために、力率改善回路3内に備えられる整流回路系としては、倍電圧整流回路が形成され、直列接続された平滑コンデンサ $C_{i1} - C_{i2}$ の両端に得られる整流平滑電圧 E_i としては、交流入力電圧 V_{AC} の2倍に対応したレベルを有する。

【0097】

但し、この図11に示すブリッジ整流回路 D_i を形成する整流ダイオード $D_a \sim D_d$ には、低速リカバリ型が選定される。つまり、この場合には、ブリッジ整流回路 D_i の整流ダイオードによっては、整流電流をスイッチングにより断続することは行わない。そして、整流電流経路内において、整流電流をスイッチングするためのダイオードとして、高速リカバリ型の整流ダイオード $D1$ 、 $D2$ が備えられる。

【0098】

この場合のブリッジ整流回路 D_i の正極入力端子は、商用交流電源ACの正極

ラインとフィルタコンデンサ CN の接続点に対して接続される。また、ブリッジ整流回路 D i の正極入力端子は、疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 - 整流ダイオード D1 (アノード → カソード) を介して平滑コンデンサ C i 1 の正極端子に接続される。整流ダイオード D2 は、アノードを一次側アースに接続し、カソードを整流ダイオード D2 のカソードに接続するようにされる。

【 0 0 9 9 】

また、この場合のブリッジ整流回路 D i の負極入力端子も、同じブリッジ整流回路 D i の正極入力端子と接続することで、後述するようにして形成される整流電流経路内において、整流ダイオード Da // Dc の並列回路が形成されるようにしている。

【 0 1 0 0 】

上記のようにして形成される力率改善回路 3 において、交流入力電圧 VAC が正極性となる期間の整流電流は、商用交流電源 AC のラインから、整流ダイオード Da → 平滑コンデンサ C i 1 → 商用交流電源 AC の負極ラインの経路により流れる第 1 整流電流 I1 の成分と、疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 → 整流ダイオード D1 → 平滑コンデンサ C i 1 → 商用交流電源 AC の負極ライン → フィルタコンデンサ CN の経路により流れる第 2 整流電流 I2 の成分とに分岐することになる。

ここで、整流ダイオード Da はスイッチングを行わないので、第 1 整流電流 I1 は交番波形とは成らないが、疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 に励起された交番波形によって、整流ダイオード D1 がスイッチングを行うことで、第 2 整流電流 I2 は交番波形となる。

【 0 1 0 1 】

一方、交流入力電圧 VAC が負極性となる期間では、整流電流は、商用交流電源 AC の負極ライン側から、先ず、平滑コンデンサ C i 2 に流れる。そして、この後において、整流ダイオード Db → 商用交流電源 AC の正極ラインの経路と、整流ダイオード D2 → 疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 → 商用交流電源 AC の正極ライン → フィルタコンデンサ CN の経路とに分岐して流れる。後者の経路により流れる整流電流が、この場合には、第 2 整流電流 I2 となる。

なお、この場合にも、整流ダイオード Db はスイッチングを行わないので、前

者の経路で流れる整流電流は交番波形とは成らない。これに対して、疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 に励起された交番波形によって、整流ダイオード D2 がスイッチングを行うことで、後者の経路で流れる第 2 整流電流 I_2 は交番波形となる。

【0102】

このようにして、図 11 に示す力率改善回路では、交流入力電圧 V_{AC} が正極性／負極性となる各期間において、整流電流は、ブリッジ整流回路 D_i の所要の整流ダイオードを流れる経路と、高速リカバリ型の整流ダイオード D1 又は D2 を流れる経路とにより、並列的に分岐して流れる経路部分が形成される。

そして、高速リカバリ型の整流ダイオード D1 又は D2 側の経路で流れる整流電流が、これら整流ダイオード D1 又は D2 によりスイッチングされることになるが、これによって、これまでの説明と同様に、交流入力電流 I_{AC} の導通角は拡大されて力率改善が図られることになる。

【0103】

また、上記した整流電流経路によると、整流動作としては、この図 11 に示す電源回路においても、交流入力電圧 V_{AC} が正極性の期間において平滑コンデンサ C_{i1} に対する充電が行われ、交流入力電圧 V_{AC} が負極性の期間においては、平滑コンデンサ C_{i2} に対する充電が行われる。従って、この場合にも、平滑コンデンサ $C_{i1} - C_{i2}$ の直列接続回路の両端電圧として、交流入力電圧 V_{AC} の 2 倍のレベルに対応する整流平滑電圧 E_i を生成する倍電圧整流動作となっていることが分かる。

【0104】

また、図 11 に示す電源回路においては、図 6 に示した第 2 の実施の形態の場合と同様に、絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 に対して、並列共振コンデンサ C2 を並列に接続している。

この場合の並列共振コンデンサ C2 も、自身のキャパシタンスと二次巻線 N2 のリーケージインダクタンス L_2 によって、二次側の整流回路の動作を電圧共振形とする電圧共振回路、又は、部分電圧共振動作を得るための部分電圧共振回路を形成する。

なお、このような二次側並列共振回路は、図1及び図7に示した第1及び第3の実施の形態の電源回路に備えても構わない。また、例えば二次巻線N2に対して共振コンデンサを直列的に接続して形成される二次側直列共振回路（電流共振回路）を備えることも考えられる。

【0105】

図12は、本発明の第5の実施の形態としての電源回路の構成を示している。

この第5の実施の形態としての電源回路は、例えば商用交流電源 $AC=200V$ 系の単レンジで、負荷電力 $P_o=250W$ 以上の条件に対応した構成を採る。なお、図1、図6、図7、及び図11と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

【0106】

先ず、この図に示す電源回路においては、ドライブ制御回路4が示されているが、これは、例えば先に説明した各実施の形態の電源回路の回路図において備えられていた制御回路1とコントロールIC2とを一括し、1つの回路部として示しているものである。

【0107】

また、この図に示す力率改善回路3としては、ブリッジ整流回路 D_i と1本の平滑コンデンサ C_i から成る全波整流回路が形成されており、この全波整流回路に対して、高速リカバリ型の整流ダイオード $D1$ 、 $D2$ と疎結合トランス VFT を備えた力率改善のための回路構成が付加される。

この場合、ブリッジ整流回路 D_i を形成する各整流ダイオード $Da\sim Dd$ には低速リカバリ型が選定される。そして、この場合には、ブリッジ整流回路 D_i の正極入力端子（ $Da\sim Db$ の接続点）を商用交流電源 AC の正極ライン側におけるコモンモードチョークコイル CMC とフィルタコンデンサ CN の接続点に対して接続している。

このブリッジ整流回路 D_i の正極入力端子は、力率改善用の疎結合トランス VFT の二次巻線 $N12$ —整流ダイオード $D1$ （アノード→カソード）の直列接続を介して、平滑コンデンサ C_i の正極端子（整流平滑電圧 E_i の正極ライン）とも接続される。これは、疎結合トランス VFT の二次巻線 $N12$ —整流ダイオード D

1の直列接続が、ブリッジ整流回路D iの整流ダイオードDaに対して並列に接続されているものとみることができる。

【0108】

また、ブリッジ整流回路D iの正極出力端子(Da-Dcの接続点)は、平滑コンデンサC iの正極端子と接続される。

また、ブリッジ整流回路D iの負極入力端子(Dc-Ddの接続点)は、商用交流電源ACの負極ライン側におけるコモンモードチョークコイルCMCとフィルタコンデンサCNの接続点に対して接続される。ブリッジ整流回路D iの負極出力端子は一次側アースに接続される。

【0109】

また、疎結合トランスVFTの二次巻線N12と整流ダイオードD1のアノードとの接続点に対しては、整流ダイオードD2のカソードが接続される。整流ダイオードD2のアノードは、一次側アースに対して接続される。

【0110】

上記のようにして形成される力率改善回路3において、交流入力電圧VACが正極性となる期間では、整流電流は、商用交流電源ACの正極ライン→整流ダイオードDa→平滑コンデンサC i→整流ダイオードDd→商用交流電源ACの負極ラインの整流電流経路により流れる第1整流電流の成分と、商用交流電源ACの正極ライン→疎結合トランスVFTの二次巻線N12→整流ダイオードD1→平滑コンデンサC i→整流ダイオードDd→商用交流電源ACの負極ライン→フィルタコンデンサCNの整流電流経路により流れる第2整流電流の成分とに分岐する。

ここで、第1整流電流が流れる整流電流経路において整流を行う整流ダイオードDa, Ddは低速リカバリ型であり、スイッチング周期によるスイッチング動作は行わない。従って、第1整流電流は交番波形とはならない。

一方、第2整流電流が流れる経路においては、疎結合トランスVFTの二次巻線N12に励起される交番電圧によって、整流ダイオードD1において整流電流をスイッチングする動作が得られることになる。これにより、第2整流電流は、交番波形となって平滑コンデンサC iに流入する。

【0111】

また、交流入力電圧 V_{AC} が負極性となる期間では、整流電流は、商用交流電源 AC の負極ライン→整流ダイオード D_c →平滑コンデンサ C_i →整流ダイオード D_b →商用交流電源 AC の正極ラインによる整流電流経路により流れる第 1 整流電流と、商用交流電源 AC の負極ライン→整流ダイオード D_c →平滑コンデンサ C_i →整流ダイオード D_2 →疎結合トランス VFT の二次巻線 N_{12} →商用交流電源 AC の負極ライン→フィルタコンデンサの C_N の経路で流れる第 2 整流電流とに分岐する。

【0112】

ここで、交流入力電圧 V_{AC} が負極性となる期間における第 1 整流電流を整流する整流ダイオード D_c 、 D_b は低速リカバリ型であり、スイッチング動作は行わないので、第 1 整流電流は交番波形とはならない。

これに対して、第 2 整流電流は、疎結合トランス VFT の二次巻線 N_{12} に励起される交番電圧によってスイッチング動作を行う高速リカバリ型の整流ダイオード D_2 によってスイッチングされることになり、交番波形となるものである。

【0113】

このようにして、図 12 に示す電源回路の力率改善回路 3 としても、交流入力電圧 V_{AC} が正極性／負極性となる各期間において、疎結合トランス VFT により電圧帰還されたスイッチング出力に応じて整流電流がスイッチングされて交番波形となる。これによって、これまでの説明と同様に、交流入力電流 I_{AC} の導通角は拡大されて力率改善が図られることになる。

【0114】

ここで、図 12 に示す第 5 の実施の形態の電源回路において備えられる疎結合トランス VFT としても、先に図 2 に示した構造をとればよいものとされる。ただし、この図 12 に示す電源回路の場合には、疎結合トランス VFT の EE 型コアの中央磁脚に形成するギャップ長としては 1mm 程度として、一次巻線 N_{11} と二次巻線 N_{12} の結合係数を 0.8 程度となるように設定することとしている。例えば先の各第 1～第 4 の各実施の形態においては、その結合係数は、 0.75 以下となるように、ギャップ長は 1.5mm 程度に設定されていた。

このような本実施の形態における疎結合トランス VFT の結合係数の変更は、

絶縁コンバータトランス P I T において設定する結合係数と関連している。この点について説明する。

【0115】

ここで、図 1 2 に示す電源回路として、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 と二次巻線 N2 側との結合係数について、先の各実施の形態の場合と同様に、0.7 ～ 0.8 程度の結合係数による疎結合の状態を設定しているとした場合の、等化回路を図 1 4 に示す。

図 1 2 に示した回路の場合、疎結合トランス V F T の一次巻線 N11 のインダクタンス (L N11) は、一次巻線 N11 における励磁インダクタンス L_{e11} と、リーケージインダクタンス L_{k11} の直列接続として示すことができる。

また、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 のインダクタンス (L N1) は、この一次巻線 N1 における励磁インダクタンス L_{e1} と、リーケージインダクタンス L_{k1} の直列接続として示すことができる。

そして、図 1 2 から分かるように、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 と、疎結合トランス V F T の一次巻線 N11 とは、一次側直列共振回路内において直列接続されている関係にある。

従って、図 1 4 に示す等化回路によると、絶縁コンバータトランス P I T 側からみた、一次巻線 N1 のリーケージインダクタンスは、一次巻線 N11 における励磁インダクタンス L_{e11} と、一次巻線 N11 におけるリーケージインダクタンス L_{k11} と、一次巻線 N1 におけるリーケージインダクタンス L_{k1} の直列接続として表されることになる。つまり、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 のリーケージインダクタンスの実際は、

$$L_{e11} + L_{k11} + L_{k1}$$

として表されることになる。これは、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 に対して疎結合トランス V F T の一次巻線 N11 が直列接続されていることで、実際には、絶縁コンバータトランス P I T 単体で得られるリーケージインダクタンスよりも大きな値のリーケージインダクタンスが、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 側で生じることを意味する。

これにより、電源回路全体として見た場合の一次側と二次側の結合係数は、0

． 8 以下となることが分かっている。

【0116】

例えば電源回路における結合係数が 0.8 以下となるような状態では、負荷電力が大幅に変動する場合において、軽負荷の条件となるのに従って直流入力電圧が上昇して電圧変動特性が大きくなる。

そこで、例えば交流入力電圧の定格電圧の $\pm 20\%$ から負荷オープンまでの定電圧制御範囲を保証するのにあたり、整流平滑電圧 E_i （直流入力電圧）を生成するための平滑コンデンサ（ C_i ）、スイッチング素子（ Q_1 , Q_2 ）、及び一次側直列共振コンデンサ C_1 等について相応の高耐圧品を選定する必要がある。これは、例えば部品素子の大型化に伴う回路基板の大型重量化やコストアップを招くことになる。

また、軽負荷となるのに応じて直流入力電圧が上昇することによっては、特に軽負荷の条件となっていくのに従って、MOS-FET としてのスイッチング素子におけるオン抵抗が増加して、スイッチング損失も増加する。これにより、AC/DC 電力変換効率が低下していくということにもなる。

また、軽負荷となるのに応じて直流入力電圧が上昇するということは、直流入力電圧の変動幅が大きいということになるが、これにより、定電圧化のためのスイッチング周波数制御範囲が拡大し制御範囲が縮小する。また、これと同時に安定化制御される二次側直流出力電圧については、最大負荷と軽負荷の間での過渡応答特性が低下する場合がある。

【0117】

そこで本実施の形態としては、絶縁コンバータトランス P I T 単体で、0.90 以上の結合係数が得られるように構成することとする。

絶縁コンバータトランス P I T の構造としては、例えば図 13 に示すように、フェライト材による E 型コア CR_{11} 、 CR_{12} を互いの磁脚が対向するように組み合わせた E E 型コアを備える。

そして、一次側と二次側の巻装部について相互に独立するようにして分割した形状により、例えば樹脂などによって形成される、ボビン B を備える。このボビン B の一方の巻装部に対して一次巻線 N_1 を巻装し、他方の巻装部に対して二次

巻線N2を巻装する。このようにして一次巻線及び二次巻線が巻装されたボビンBを上記EE型コア(CR11, CR12)に取り付けることで、一次側巻線及び二次側巻線とがそれぞれ異なる巻装領域により、EE型コアの中央磁脚に巻装される状態となる。これにより、絶縁コンバータトランスPIT全体としての構造が得られる。

そして、この場合においては、中央磁脚の接合部分に形成されるギャップGのギャップ長を設定することにより、0.90以上の結合係数を得るようにされる。ここで、結合係数を0.90以上とするためには、例えばギャップ長を約0.5mm以下(ギャップ長=0mmの場合も含む)の範囲で適宜設定すればよい。

【0118】

このようにして、絶縁コンバータトランスPITの結合係数を0.90以上に設定した場合における、図12の電源回路の等化回路を図15に示す。

この図に示すようにして、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1と疎結合トランスVFTの一次巻線N11との直列接続回路の部位については、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の励磁インダクタンス L_{e1} と、疎結合トランスVFTの一次巻線N11の励磁インダクタンス L_{e11} との間に、1つのリーケージインダクタンス成分($L_{k11}+L_{K1}$)が直列に接続されるものとしてみることができる。

【0119】

そして、上記図15に示す等化回路により示されることを前提として、絶縁コンバータトランスPITについては、

EER-40コア

ギャップ長=0.4mm

一次巻線N1=22T

二次巻線N2: センタータップを分割位置として14T+14T

とすることで、0.93の結合係数とした。これにより、

絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1のインダクタンス $LN1=319\mu H$

絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1のリーケージインダクタンスLK

$$L_1 = 49 \mu H$$

絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 のインダクタンス $L_{N2} = 111 \mu H$

絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 のリーケージインダクタンス $L_{K2} = 17 \mu H$

という各インダクタンス値が得られた。また、疎結合トランス V F T としては前述もしたように 0.8 程度の結合係数とするのであるが、実際には、EE-28 のフェライトコアとしたうえで、ギャップ長を 1mm に設定して結合係数は 0.79 としたところ、

疎結合トランス V F T の一次巻線 N11 のインダクタンス $L_{N11} = 70 \mu H$

疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 のインダクタンス $L_{N12} = 17 \mu H$
という各インダクタンス値が得られた。

そしてこの結果、図 12 に示す構成の電源回路として、図 15 の等化回路として示される回路全体の結合係数は、0.84 となり、0.80 よりも大きな結合係数が得られることとなっている。

【0120】

図 16 は、上記のようにして、図 15 の等化回路として 0.84 の結合係数を有する、図 12 の電源回路についての実験結果として、交流入力電圧 $V_{AC} = 230 V$ 時で、負荷電力 $P_o = 0 W \sim 250 W$ の変動に対する、AC/DC 電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$)、力率 P_F 、及び整流平滑電圧 E_i の変化を示している。なお、この図に示す実験結果を得るのにあたっては、一次側直列共振コンデンサ C_1 については、 $0.039 \mu F$ を選定した。

【0121】

図 16 によると、整流平滑電圧 E_i のレベルは、負荷電力 $P_o = 0 W \sim 250 W$ の変動に対して $336 V \sim 327 V$ で 9 V の変動範囲となっており、その変動幅が十分に抑制されている。つまり、回路全体としての結合係数について所要以上（例えば 0.8 以上）を維持していることで、軽負荷の条件となるのに従って整流平滑電圧 E_i （直流入力電圧）が大幅に上昇する現象が生じなくなっているものである。

【0122】

そして、AC/DC電力変換効率 η は、負荷電力 $P_o = 0\text{ W}$ から重負荷の条件となるのに従って高くなっていく傾向となっている。ここで、負荷変動範囲は異なるが、例えば先の第1の実施の形態の電源回路の特性として示した図4と比較してみると、軽負荷とされる負荷変動範囲（例えば図16では、負荷電力 P_o が約100 W以下の範囲）における曲線の変化が、より緩やかなものとなっていることが確認できる。つまり、軽負荷とされる負荷条件での電力変換効率の低下が抑制されている。

また、力率としては、負荷電力 $P_o = 100\text{ W} \sim 250\text{ W}$ の範囲で $PF > 0.75$ を維持しており、電源高調波歪み規制をクリアする。

【0123】

上記図16に示した実験結果に示すようにして、整流平滑電圧 E_i のレベル変動幅が抑制されることで、図12に示す電源回路としては、例えば交流入力電圧の定格電圧の $\pm 20\%$ から負荷オープンまでの定電圧制御範囲を保証するのにあたり、平滑コンデンサ C_i 、スイッチング素子（Q1, Q2）、及び一次側直列共振コンデンサ C_1 等についての耐圧を高いものとする必要がないこととなる。これにより、回路基板の小型軽量化及び低コスト化を図ることが可能となる。

また、上記図16に示しているように、軽負荷の条件におけるAC/DC電力変換効率の低下も抑制されている。また、軽負荷の条件での直流入力電圧の変動幅が抑制されることで、相対的に、スイッチング周波数制御範囲に対する定電圧制御レベル幅が小さなものとなる。つまり、スイッチング周波数制御範囲は、相対的に拡大することとなって、これにより、レギュレーション範囲も拡大するようにして改善される。また、これに伴って、二次側直流出力電圧を安定化する際における、最大負荷と軽負荷の間での過渡応答特性も改善されることになる。

【0124】

また、先に記述したように、絶縁コンバータトランスPITの実際の構成としては、一次巻線 $N_1 = 22\text{ T}$ と設定されているが、これは、ギャップ長を短くして結合係数を高めたことによって、例えば結合係数が0.8以下の場合と比較して、そのターン数が少なくなっていることを示している。

例えば、結合係数を 0.8 以下として構成する場合には、一次巻線 N1 のターン数については 33T 程度が必要となる。

このようにしてターン数が削減されることで、1 つあたりの絶縁コンバータトランス P I T についての、巻線としての線材のコストが削減されることになる。線材としては例えば $60\mu\phi/150$ 束のリッツ線が選定される。また、ターン数が少なくなる分、巻線工程の時間も短縮され、製造能率の向上にもつながることになる。

【0125】

図 12 に示した第 5 の実施の形態の電源回路についての変形例について説明しておく。

先ず第 1 例としては、図 12 の回路の二次側において破線で括って示すようにして、この第 5 の実施の形態の電源回路としても、先に図 6 に示した第 2 の実施の形態のようにして、絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 に対して、並列共振コンデンサ C2 を並列に接続して構成する。

この場合の並列共振コンデンサ C2 も、自身のキャパシタンスと二次巻線 N2 のリーケージインダクタンス L2 によって、二次側並列共振回路を形成するものとされる。そして、実際に選定される並列共振コンデンサ C2 のキャパシタンスの値により、この二次側並列共振回路は、二次側の整流回路の動作を電圧共振形とする電圧共振回路、又は、部分電圧共振動作を得るための部分電圧共振回路として形成される。

【0126】

また、変形例の第 2 例としては、力率改善回路 3 として、図 12 に示す構成に代えて、図 1 に示した回路構成とするものである。この場合、回路構成的には、図 1 と同様となるが、絶縁コンバータトランス P I T 及び疎結合トランス V F T の結合係数について、先に説明したようにして設定することで、第 5 の実施の形態としての構成の電源回路が得られることになる。

【0127】

続いては、第 6 の実施の形態としての電源回路について説明する。この第 6 の実施の形態の電源回路は、上記第 5 の実施の形態としての電源回路の構成を基本

としている。

ただし、第5の実施の形態の電源回路が、例えば商用交流電源 $AC = 200V$ 系の単レンジで、負荷電力 $P_o = 250W$ 以上の条件に対応しているのに対して、第6の実施の形態としての電源回路は、商用交流電源 $AC = 100V$ 系の単レンジで、負荷電力 $P_o = 250W$ 以上の条件に対応する。

第6の実施の形態の電源回路は、商用交流電源 $AC = 100V$ 系が入力されるのに対応して、整流回路系を含む力率改善回路3としての構成が変更されている。

【0128】

図17は、第6の実施の形態としての電源回路の構成例を示している。なお、この図において、第1～第5の実施の形態の電源回路としての構成を示した各図（図1、図6、図7、図11、図12等）と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

この図に示す電源回路の力率改善回路3においては、商用交流電源 AC が $100V$ 系であるのに対応して、倍電圧整流回路が備えられる。

まず、整流回路 Di としては低速リカバリ型の整流ダイオード Da 、 Db から成る。整流ダイオード Da のアノードは商用交流電源 AC の正極ライン側の共通モードチョークコイル CMC とフィルタコンデンサ CN の接続点に対して接続され、カソードは、平滑コンデンサ $Ci1$ の正極端子（整流平滑電圧 E_i の正極ライン）に対して接続される。

また、整流ダイオード Db のアノードは一次側アースに接続され、カソードは、整流ダイオード Da のアノードと接続される。

また、平滑コンデンサは、2本の直列接続した平滑コンデンサ $Ci1 - Ci2$ を備える。平滑コンデンサ $Ci1$ の正極端子は、上記したように、整流ダイオード Da のカソードと接続される。平滑コンデンサ $Ci2$ の負極端子は一次側アースに接続される。また、平滑コンデンサ $Ci1$ の負極端子と平滑コンデンサ $Ci2$ の正極端子の接続点は、商用交流電源 AC の負極ライン側の共通モードチョークコイル CMC とフィルタコンデンサ CN の接続点に対して接続される。

【0129】

また、力率改善回路 3 において、商用交流電源 AC の正極ライン側のコモンモードチョークコイル CMC とフィルタコンデンサ CN の接続点と、平滑コンデンサ C i 1 の正極端子（整流平滑電圧 E i の正極ライン）との間には、疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 と高速リカバリ型の整流ダイオード D1 の直列回路が接続される。この場合、整流ダイオード D1 は、アノードが二次巻線 N12 と接続され、カソードが平滑コンデンサ C i 1 の正極端子と接続される。

また、整流ダイオード D1 のアノードと、疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 の接続点に対しては、高速リカバリ型の整流ダイオード D2 のカソードが接続され、アノードは一次側アースと接続される。

【0130】

このようにして構成される力率改善回路 3 において、交流入力電圧 VAC が正極性となる期間の整流電流としては、先ず、商用交流電源 AC の正極ラインから、整流ダイオード Da → 平滑コンデンサ C i 1 → 商用交流電源 AC の負極ラインの経路により流れる第 1 整流電流が得られる。また、商用交流電源 AC の正極ラインから、疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 → 整流ダイオード D1 → 平滑コンデンサ C i 1 → 商用交流電源 AC の負極ライン → フィルタコンデンサ CN の経路により流れる第 2 整流電流が得られる。

この場合においても、低速リカバリ型の整流ダイオード Da はスイッチング動作を行わないので、上記第 1 整流電流は交番波形とは成らない。これに対して、第 2 整流電流は、疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 に得られる交番電圧によってスイッチング動作する高速リカバリ型の整流ダイオード D1 によって断続され、交番波形となって平滑コンデンサ C i 1 に流入する。

【0131】

また、交流入力電圧 VAC が負極性となる期間では、整流電流は、商用交流電源 AC の負極ラインから、平滑コンデンサ C i 2 → 整流ダイオード Db → 商用交流電源 AC の正極ラインの経路により流れる第 1 整流電流と、商用交流電源 AC の負極ライン側から平滑コンデンサ C i 2 → 整流ダイオード D2 → 疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 → 商用交流電源 AC の正極ライン → フィルタコンデンサ CN の経路で流れる第 2 整流電流とに分岐する。

そして、この場合においても、低速リカバリ型の整流ダイオードDbはスイッチング動作を行わないことで、第1整流電流は交番波形とは成らないのに対して、第2整流電流は、疎結合トランスVFTの二次巻線N12に得られる交番電圧の印加によりスイッチング動作する整流ダイオードD2によって断続され、交番波形となって平滑コンデンサCi2に流入することになる。

【0132】

従って、この場合においても、交流入力電圧VACが正極性／負極性となる各期間において、整流電流は、整流回路Diの所要の整流ダイオードを流れる経路と、高速リカバリ型の整流ダイオードD1又はD2を流れる経路とにより、並列的に分岐して流れる経路部分が形成される。

そして、整流ダイオードD1又はD2側の経路で流れる整流電流が、これら整流ダイオードD1又はD2によりスイッチングされることになる。これにより、これまでの説明と同様に、交流入力電流IACの導通角は拡大されて力率改善が図られることになる。

【0133】

また、上記した整流電流経路によると、整流動作としては、交流入力電圧VACが正極性の期間において平滑コンデンサCi1に対する充電が行われ、交流入力電圧VACが負極性の期間においては、平滑コンデンサCi2に対する充電が行われる。従って、この場合にも、平滑コンデンサCi1-Ci2の直列接続回路の両端電圧として、交流入力電圧VACの2倍のレベルに対応する整流平滑電圧Eiを生成する倍電圧整流動作が得られている。

【0134】

ここで、図17に示す第6の実施の形態の電源回路として、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1と二次巻線N2側との結合係数について、0.7～0.8程度の結合係数による疎結合の状態を設定した場合の等化回路としては、図20に示すものとなる。

この図20に示す回路においても、疎結合トランスVFTの一次巻線N11のインダクタンス(LN11)は、一次巻線N11における励磁インダクタンスLe11と、リーケージインダクタンスLk11の直列接続として示される。

また、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 のインダクタンス (L_{N1}) は、この一次巻線 N1 における励磁インダクタンス L_{e1} と、リーケージインダクタンス L_{k1} の直列接続として示される。

そして、この場合においても、図 17 に示すようにして、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 と、疎結合トランス V F T の一次巻線 N11 とは、一次側直列共振回路内において直列接続されている関係にある。

従って、図 20 に示す等化回路によると、絶縁コンバータトランス P I T 側からみた、一次巻線 N1 のリーケージインダクタンスは、一次巻線 N11 における励磁インダクタンス L_{e11} と、一次巻線 N11 におけるリーケージインダクタンス L_{k11} と、一次巻線 N1 におけるリーケージインダクタンス L_{k1} の直列接続として表されることになる。つまり、この場合の絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 のリーケージインダクタンスの実際としても、図 14 の場合と同様に、

$$L_{e11} + L_{k11} + L_{k1}$$

として表され、結果として、電源回路全体として見た場合の一次側と二次側の結合係数も、0.8 以下となる。

【0135】

そこで、この第 6 の実施の形態の電源回路としても、絶縁コンバータトランス P I T 単体で、0.90 以上の結合係数が得られるように構成することとする。このための絶縁コンバータトランス P I T の構造は、例えば図 13 に示したものとなることから、ここでの説明は省略する。

【0136】

このようにして、絶縁コンバータトランス P I T の結合係数を 0.90 以上に設定した場合における、図 17 の電源回路の等化回路は、図 21 に示すものとなる。

この図に示すようにして、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 と疎結合トランス V F T の一次巻線 N11 との直列接続回路の部位については、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 の励磁インダクタンス L_{e1} と、疎結合トランス V F T の一次巻線 N11 の励磁インダクタンス L_{e11} との間に、1 つのリーケージインダクタンス成分 ($L_{k11} + L_{k1}$) が直列に接続されるものとしてみる

ことができる。

【0137】

そして、上記図 21 に示す等化回路により示されることを前提として、絶縁コンバータトランス P I T の実際としては、例えば

EE R-40 コア

ギャップ長=0.4mm

一次巻線 N1=22 T

二次巻線 N2: センタータップを分割位置として 14 T+14 T

とすることで、0.93 の結合係数とした。これにより、

絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 のインダクタンス $LN1=319 \mu H$

絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 のリーケージインダクタンス $LK1=49 \mu H$

絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 のインダクタンス $LN2=111 \mu H$

絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 のリーケージインダクタンス $LK2=17 \mu H$

という各インダクタンス値が得られた。また、疎結合トランス V F T は、結合係として約 0.8 とするのにあたり、実際には、EE-28 フェライトコア、1.5mm のギャップ長として、結合係数は 0.75 を得た。これにより、

疎結合トランス V F T の一次巻線 N11 のインダクタンス $LN11=95 \mu H$

疎結合トランス V F T の二次巻線 N12 のインダクタンス $LN12=43 \mu H$
という各インダクタンス値が得られた。

そしてこの結果、図 17 に示す構成の電源回路として、図 21 の等化回路として示される回路全体の結合係数は、0.84 となり、0.80 よりも大きな結合係数が得られることとなっている。

【0138】

図 22 は、上記のようにして、図 21 の等化回路として 0.84 の結合係数を有する、図 17 の電源回路についての実験結果として、交流入力電圧 $VAC=10$

0 V時で、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 250\text{ W}$ の変動に対する、AC/DC電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$)、力率 PF 、及び整流平滑電圧 E_i の変化を示している。なお、この図に示す実験結果を得るのにあたっては、一次側直列共振コンデンサ C_1 については、 $0.022\text{ }\mu\text{F}$ を選定している。

【0139】

図 22 によると、この場合にも、整流平滑電圧 E_i のレベルは、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 250\text{ W}$ の変動に対して $270\text{ V} \sim 312\text{ V}$ で 42 V の変動範囲となっている。この実験結果は、商用交流電源 $AC = 100\text{ V}$ 系で、負荷電力 $P_o = 250\text{ W}$ 以上に対応する倍電圧整流回路を備える複合共振形コンバータとして、直流入力電圧レベルの変動幅が十分に抑制されていることを示している。

【0140】

また、この図に示される AC/DC 電力変換効率の特性としても、軽負荷とされる負荷変動範囲における曲線の変化は緩やかなものとなっており、軽負荷とされる負荷条件での電力変換効率の低下が抑制されていることを示す。

また、力率としては、負荷電力 $P_o = 15\text{ W} \sim 250\text{ W}$ の範囲で $PF > 0.75$ を維持しており、電源高調波歪み規制をクリアする。

【0141】

このような特性からも分かるように、第 6 の実施の形態の電源回路としても、平滑コンデンサ C_i 、スイッチング素子 (Q_1 , Q_2)、及び一次側直列共振コンデンサ C_1 等についての耐圧を高いものとする必要がなくなり、回路基板の小型軽量化及び低コスト化が図られる。

また、軽負荷の条件における AC/DC 電力変換効率の低下も抑制されている。また、軽負荷の条件での直流入力電圧の上昇が抑制されることで、スイッチング周波数制御による定電圧化のための制御範囲が拡大して、二次側直流出力電圧の安定化制御に際しての最大負荷と軽負荷の間での過渡応答特性も改善される。

【0142】

続いては、第 6 の実施の形態としての電源回路についての変形例として 2 例を挙げておくこととする。

図 18 に第 1 例としての変形例の構成を示す。

この第1例の変形例としては、先ず、絶縁コンバータトランスPITの二次巻線N2に対して、並列共振コンデンサC2を並列に接続することで、二次側の整流回路の動作を電圧共振形とする電圧共振回路、又は、部分電圧共振動作を得るための部分電圧共振回路としての二次側並列共振回路を形成することとしている。

また、力率改善回路3内においては、先の図17において、低速リカバリ型の整流ダイオードDa, Dbを備えて形成されていた整流回路Diを省略している。この回路構成の場合、交流入力電圧VACが正の期間の整流電流の全ての成分は、高速リカバリ型の整流ダイオードD1によりスイッチングされ、交流入力電圧VACが負の期間の整流電流の全ての成分は、高速リカバリ型の整流ダイオードD2によりスイッチングされて交番波形となる。

【0143】

また、図19に、第2例としての変形例の構成を示す。

この図に示す力率改善回路3としても、図18と同様にして、2本の高速リカバリ型の整流ダイオードD1, D2と、2本の平滑コンデンサCi1, Ci2を備えるが、その接続形態が異なっている。

この場合には、商用交流電源ACの正極ライン側のコモンモードチョークコイルCMCとフィルタコンデンサCNの接続点に対して、平滑コンデンサCi2の負極端子が接続される。平滑コンデンサCi2の正極端子は、疎結合トランスVFTの二次巻線N12の直列接続を介して、整流ダイオードD1のアノードと、整流ダイオードD2のカソードとの接続点に対して接続される。

整流ダイオードD1のカソードは平滑コンデンサCi1の正極端子と接続され、整流ダイオードD2のアノードは、商用交流電源ACの負極ライン側のコモンモードチョークコイルCMCとフィルタコンデンサCNの接続点に対して接続される。

また、この場合には、商用交流電源ACの負極ライン側のコモンモードチョークコイルCMCとフィルタコンデンサCNの接続点は、一次側アースと接続されることでアース電位となっており、平滑コンデンサCi2の負極端子は一次側アースと接続されるようになっている。

そして、後段のスイッチング素子Q1, Q2の直列接続回路は、平滑コンデンサ

C i 1に対して並列に接続される。つまり、この場合の直流入力電圧（整流平滑電圧 E_i ）は、平滑コンデンサ C i 1の両端電圧として得られる。

【0144】

このような構成における力率改善回路 3 の動作は次のようになる。

先ず、交流入力電圧 V_{AC} が負極性となる期間においては、整流電流は、商用交流電源 A C の負極ラインから、整流ダイオード D 2 → 疎結合トランス V F T の二次巻線 N 12 → 平滑コンデンサ C i 2 → 商用交流電源 A C の負極ラインの経路で流れる。

上記した整流電流経路によって整流電流が流れることによって、平滑コンデンサ C i 2に対して充電が行われることになるが、これにより、平滑コンデンサ C i 2の両端電圧としては、交流入力電圧 V_{AC} の等倍に対応するレベルの電位が得られることになる。

また、この際、整流ダイオード D 2では、疎結合トランス V F T の二次巻線 N 12に励起された交番電圧が印加されることで、整流電流をスイッチングして断続する動作を行い、これにより、整流電流はスイッチング周期の交番波形となる。なお、このスイッチング周期の高周波成分は、上記した整流電流経路内において、フィルタコンデンサ C Nを流れるようにして吸収される。

【0145】

そして、次の交流入力電圧 V_{AC} が負極性となる期間においては、整流電流は、商用交流電源 A C の正極ラインから、平滑コンデンサ C i 2 → 疎結合トランス V F T の二次巻線 N 12 → 整流ダイオード D 1 → 平滑コンデンサ C i 1 → 商用交流電源 A C の負極ライン（一次側アース）の経路で流れることになる。

上記した整流電流経路によって整流電流が流れることによって、交流入力電圧 V_{AC} のレベルに対して、平滑コンデンサ C i 2の両端に得られている電位が重畳されるようにして、平滑コンデンサ C i 1への充電が行われることになる。これによって、平滑コンデンサ C i 1の両端電圧としては、交流入力電圧 V_{AC} の 2 倍に対応するレベルの整流平滑電圧 E_i が得られることになる。つまり、倍電圧整流動作が得られているものである。

また、上記した整流電流経路においては、疎結合トランス V F T の二次巻線 N

12に励起された交番電圧が整流ダイオードD1に印加されることになり、整流ダイオードD1では、整流電流をスイッチングする動作が得られることになる。

従って、この場合にも、交流入力電圧VACが正／負の各期間において、疎結合トランスVFTにより電圧帰還されるスイッチング出力によって、整流電流がスイッチングされることになる。つまり、力率改善動作が得られているものである。

【0146】

なお、変形例として図18に示した二次側並列共振回路は、例えば、図17又は図19に示した力率改善回路3としての構成を採る、第6の実施の形態としての各電源回路に対して設けられてよいものである。つまり、二次側並列共振回路は、力率改善回路3の構成に限定されることなく付加することができる。

【0147】

続いては、第7の実施の形態としての電源回路について説明する。この第7の実施の形態の電源回路は、商用交流電源AC=100V系とAC=200V系とに対応する、いわゆるワイドレンジ対応の電源回路とされる。また、負荷電力 $P_o = 250\text{W}$ 以上に対応する点では、第5及び第6の実施の形態の電源回路と同様となる。

【0148】

図23は、第7の実施の形態としての電源回路の構成例を示している。なお、この図において、第1～第5の実施の形態の電源回路としての構成を示した各図と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

【0149】

この図に示す力率改善回路3においては、先ず、先に図12に示した第5の実施の形態の電源回路の力率改善3と同様の接続態様によって、1本のフィルタコンデンサCNと、低速リカバリ型の整流ダイオードDa～Ddより成るブリッジ整流回路Di、及び2本の高速リカバリ型の整流ダイオードD1, D2が接続される。

そしてこの場合においては、整流平滑電圧Ei（直流入力電圧）を生成する平滑コンデンサとしては2本の平滑コンデンサCi1, Ci2が備えられる。これら

平滑コンデンサ C_{i1} , C_{i2} は、図示するように直列接続したうえで、平滑コンデンサ C_{i1} の正極端子を整流平滑電圧 E_i のブリッジ整流回路 D_i の正極出力端子と高速リカバリ型の整流ダイオード $D1$ の接続点に対して接続し、平滑コンデンサ C_{i2} の負極端子を一次側アースに対して接続するようにされる。

また、直列接続される平滑コンデンサ C_{i1} の負極端子と平滑コンデンサ C_{i2} の正極端子の接続点は、スイッチ S を介して、商用交流電源 AC の負極ライン側におけるコモンモードチョークコイル CMC とフィルタコンデンサ C_N の接続点に対して接続される。

【0150】

スイッチ S は、 $AC 100V$ 系に対応する交流入力電圧 $V_{AC} = 150V$ 以下が入力されているときにオンとなり、 $AC 200V$ 系に対応する交流入力電圧 $V_{AC} = 150V$ 以上が入力されているときにオフとなるように切り換えが行われる。このようなスイッチ S の切り換え制御のための回路部は、図 23 においては図示していないが、例えばスイッチ S についてはリレースイッチを用いることとする。そして、交流入力電圧 V_{AC} のレベルが $150V$ 以上／以下であることを検出して、その検出結果に応じて電磁リレーを駆動することで、上記スイッチ S を切り換えるように構成された回路部を設けるようにすればよい。

【0151】

上記のようにして構成される整流回路系を備える力率改善回路 3 の動作は次のようになる。

先ず、商用交流電源 $AC = 100V$ 系に対応して $150V$ 以下の交流入力電圧 V_{AC} が入力されてスイッチ S がオンとなっている場合には、次のようにして倍電圧整流回路が形成される。

つまり、交流入力電圧 V_{AC} が正極性のときには、商用交流電源 AC の正極ライン → 整流ダイオード D_a → 平滑コンデンサ C_{i1} → スwitch S → 商用交流電源 AC の負極ラインの経路第 1 整流電流が流れ、商用交流電源 AC の正極ラインから疎結合トランス VFT の二次巻線 $N12$ → 整流ダイオード $D1$ → 平滑コンデンサ C_{i1} → スwitch S → 商用交流電源 AC の負極ライン → フィルタコンデンサ C_N の経路で第 2 整流電流が流れる。

そして、上記第1整流電流及び第2整流電流によって平滑コンデンサC_{i1}に対する充電が行われることで、平滑コンデンサC_{i1}の両端電圧としては、交流入力電圧V_{AC}の等倍に対応するレベルの直流電圧が得られることになる。

また、第2整流電流が流れる整流電流経路においては、高速リカバリ型の整流ダイオードD₁が、疎結合トランスVFTの二次巻線N₁₂に励起された交番電圧によって、第2整流電流をスイッチングする動作が得られる。つまり、第2整流電流としては交番波形となる。

【0152】

また、交流入力電圧V_{AC}が負極性のときには、整流電流は、商用交流電源ACの負極ライン→平滑コンデンサC_{i2}→スイッチS→整流ダイオードD_c→商用交流電源ACの正極ラインの経路で第1整流電流が流れ、商用交流電源ACの負極ラインからスイッチSを介して、平滑コンデンサC_{i2}→整流ダイオードD₂→疎結合トランスVFTの二次巻線N₁₂→商用交流電源ACの正極ライン→フィルタコンデンサC_Nの経路で第2整流電流が流れる。

そして、上記第1整流電流及び第2整流電流によって平滑コンデンサC_{i2}に対する充電が行われることで、平滑コンデンサC_{i2}の両端電圧としても、交流入力電圧V_{AC}の等倍に対応するレベルの直流電圧が得られる。

この結果、平滑コンデンサC_{i1}—C_{i2}の直列接続回路の両端電圧としては、交流入力電圧V_{AC}の2倍に対応するレベルの直流電圧である、整流平滑電圧E_iが得られることになる。つまり、倍電圧整流動作が得られている。

【0153】

また、交流入力電圧V_{AC}が負極性となる期間においても、第2整流電流が流れる整流電流経路においては、高速リカバリ型の整流ダイオードD₂が、疎結合トランスVFTの二次巻線N₁₂に励起された交番電圧によって、第2整流電流をスイッチングするので、第2整流電流としては交番波形となる。

従って、交流入力電圧V_{AC}が正／負の両期間において、第2整流電流は、高速リカバリ型の整流ダイオードD₁又はD₂によってスイッチングされて交番波形となって流れるようにされる。このようにして整流電流成分が交番波形とされる結果、これまで説明したように、交流入力電流I_{AC}の導通角が拡大されて力率改善

が図られることになる。

【0154】

また、商用交流電源 $AC = 200V$ 系に対応して $150V$ 以上の交流入力電圧 V_{AC} が入力された場合、スイッチ S はオフとなる。スイッチ S がオフとなる場合の力率改善回路 3 の回路構成としては、先に図 12 に示した第 5 の実施の形態の電源回路の力率改善回路 3 と同様となる。つまり、この場合においては、平滑コンデンサ $C_{i1} - C_{i2}$ の直列接続回路に対して、全波整流動作による整流電流の充電が行われる。これにより、平滑コンデンサ $C_{i1} - C_{i2}$ の直列接続回路の両端電圧として、交流入力電圧 V_{AC} の等倍に対応するレベルの整流平滑電圧 E_i (直流入力電圧) が得られる。

また、この場合においても、先に図 12 により説明したようにして、交流入力電圧 V_{AC} が正／負の両期間において第 2 整流電流を、高速リカバリ型の整流ダイオード $D1, D2$ によりスイッチングする動作が得られ、これにより、力率改善が図られる。

【0155】

この図 23 に示す第 7 の実施の形態の電源回路として、絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 $N1$ と二次巻線 $N2$ 側との結合係数について、 $0.7 \sim 0.8$ 程度の結合係数による疎結合の状態を設定した場合の等化回路としては、先に説明した図 20 に示すものとなる。従って、この場合の絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 $N1$ のリーケージインダクタンスの実際としても、

$$L_{e11} + L_{k11} + L_{k1}$$

として表され、結果として、電源回路全体として見た場合の一次側と二次側の結合係数も、 0.8 以下となる。

【0156】

このため、第 7 の実施の形態の電源回路としても、例えば先に図 13 により説明したようにして、絶縁コンバータトランス PIT 単体で、 0.90 以上の結合係数が得られるように構成するようにされる。

【0157】

そして、絶縁コンバータトランス PIT の結合係数を 0.90 以上に設定した

場合における、図 23 の電源回路の等化回路は、図 21 に示すものとなる。

従って、図 23 に示す電源回路についても、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 と疎結合トランス V F T の一次巻線 N11 との直列接続回路の部位については、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 の励磁インダクタンス L_{e1} と、疎結合トランス V F T の一次巻線 N11 の励磁インダクタンス L_{e11} との間に、1 つのリーケージインダクタンス成分 ($L_{k11} + L_{K1}$) が直列に接続されるものとしてみることができる。

【0158】

そして、上記図 21 に示す等化回路により示されることを前提として、この第 7 の実施の形態の電源回路における絶縁コンバータトランス P I T の実際としては、先の第 6 の実施の形態と同様に構成することで、0.93 の結合係数とした。これにより、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 のインダクタンス L_{N1} 、リーケージインダクタンス L_{K1} 、二次巻線 N2 のインダクタンス L_{N2} 、リーケージインダクタンス L_{K2} についても、第 6 の実施の形態において記述したのと同じ値が得られる。

また、疎結合トランス V F T としても、第 6 の実施の形態の場合と同様の実際の構成とすることで、0.75 の結合係数を得た。また、疎結合トランス V F T の一次巻線 N11 のインダクタンス L_{N11} 、二次巻線 N12 のインダクタンス L_{N12} についても、第 6 の実施の形態と同じ値を得た。

そしてこの結果、図 23 に示す構成の電源回路として、図 21 の等化回路として示される回路全体の結合係数は、0.84 となり、0.80 よりも大きな結合係数が得られることとなっている。

【0159】

図 25 及び図 26 は、図 21 の等化回路として 0.84 の結合係数を有する、図 17 の電源回路についての実験結果として、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 250\text{ W}$ の変動に対する、AC/DC 電力変換効率 ($\eta_{AC/DC}$)、力率 P F、及び整流平滑電圧 E_i の変化を示している。図 25 は、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 時 (AC 100 V 系時) の特性を示し、図 26 は、交流入力電圧 $V_{AC} = 230\text{ V}$ 時 (AC 200 V 系時) の特性を示している。また、この図に示す実験結果を得るのにあたって

は、一次側直列共振コンデンサ C_1 については、 $0.022\ \mu\text{F}$ を選定している。

【0160】

図 25 及び図 26 によると、整流平滑電圧 E_i のレベルは、負荷電力 $P_o = 0\ \text{W} \sim 250\ \text{W}$ の変動に対して、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\ \text{V}$ 時では $46\ \text{V}$ 、交流入力電圧 $V_{AC} = 230\ \text{V}$ 時では $19\ \text{V}$ の変動範囲となっている。この実験結果としても、 $AC\ 100\ \text{V}$ 系時、 $AC\ 200\ \text{V}$ 系時とで共に、負荷電力 $P_o = 250\ \text{W}$ 以上に対応する複合共振形コンバータとして、直流入力電圧レベルの変動幅が十分に抑制されていることを示している。

【0161】

また、これらの図に示される AC/DC 電力変換効率の特性としても、軽負荷とされる負荷変動範囲における曲線の変化は緩やかなものとなっており、軽負荷とされる負荷条件での電力変換効率の低下の抑制、或いは電力変換効率の向上が図られていることを示す。

また、力率としては、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\ \text{V}$ 時では、負荷電力 $P_o = 15\ \text{W} \sim 250\ \text{W}$ の範囲で $P_F > 0.80$ を維持しており、交流入力電圧 $V_{AC} = 230\ \text{V}$ 時では、負荷電力 $P_o = 100\ \text{W} \sim 250\ \text{W}$ の範囲で $P_F > 0.75$ を維持しており、何れの交流入力電圧 V_{AC} の入力条件の場合にも電源高調波歪み規制をクリアする。

このような特性が得られることで、第 7 の実施の形態の電源回路についても、先に説明した第 5、第 6 の各実施の形態と同様の効果が得られることになる。

【0162】

図 24 は、第 7 の実施の形態としての電源回路の変形例について示している。なお、この図において、図 23 と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

まず、この図に示す回路の力率改善回路 3 においては、図 23 に示されていた高速リカバリ型の整流ダイオード D_1 、 D_2 が削除されている。かわりに、この場合にはブリッジ整流回路 D_i を形成する整流ダイオード $D_a \sim D_d$ について高速リカバリ型が選定される。

また、この場合の平滑コンデンサ C_{i1} - C_{i2} の接続点は、リレースイッチ S_1 の端子 t_2 と接続される。

リレースイッチ S_1 は、いわゆる 2 接点のスイッチであり、後述する電磁リレー RL により、端子 t_1 が端子 t_2 、 t_3 の何れかに対して択一的に接続されるようにして切り換えが行われる。

【0163】

この場合、疎結合トランス VFT の二次巻線 N_{12} の一端は、整流平滑電圧 E_i (直流入力電圧) の正極ラインに対して接続される。他端は、商用交流電源 AC の正極ラインと、ブリッジ整流回路 D_i の正極入力端子に対して接続される。

【0164】

また、疎結合トランス VFT の一次巻線 N_{11} は、巻線部 N_{11A} 、 N_{11B} に分割されるようにして形成される。巻線部 N_{11A} の端部は、直列共振コンデンサ C_1 を介してスイッチング出力点に対して接続される。また、巻線部 N_{11A} 、 N_{11B} の接続点はリレースイッチ S_2 の端子 t_2 と接続される。巻線部 N_{11B} の端部は、リレースイッチ S_2 の端子 t_3 と接続される。

リレースイッチ S_2 も 2 接点のスイッチであり、電磁リレー RL によって、端子 t_1 が端子 t_2 、 t_3 の何れかに対して択一的に接続されるようにして切り換えられる。

【0165】

この図では、リレー RL を駆動するための回路部として、整流回路切換モジュール 5 が備えられる。この場合の整流回路切換モジュール 5 の端子 T_{14} に対しては、ダイオード D_{10} 及びコンデンサ C_{10} から成る半波整流回路により得られる直流電圧が検出電圧として入力される。この半波整流回路 (D_{10} 、 C_{10}) は、商用交流電源 AC を入力して整流動作を行うようにされているので、整流回路切換モジュール 5 では交流入力電圧 V_{AC} のレベルを検出することになる。

また、整流回路切換モジュール 5 の端子 T_{12} 、 T_{13} 間に対して、電磁リレーが接続されている。整流回路切換モジュール 5 では、端子 T_{12} 、 T_{13} 間に流すべき電流のオン/オフをコントロールすることで、電磁リレーを RL を駆動し、リレースイッチ S_1 、 S_2 の切り換えを行うようにされる。

【0166】

ここで、整流回路切換モジュール5では、交流入力電圧VACの検出レベルが150V以下(AC100V系時)である場合には、リレースイッチS1, S2について、端子t1-t2が接続されるように電磁リレーRLを駆動する。

先ず、リレースイッチS1において端子t1-t2が接続されることによって、力率改善回路3において、倍電圧整流回路が形成されることになる。

つまり、交流入力電圧VACが正極性となる期間では、商用交流電源ACの正極ライン→整流ダイオードDa→平滑コンデンサCi1→(リレースイッチS1)→商用交流電源ACの負極ライン(フィルタコンデンサCN)の経路による整流電流が流れる。また、このときには、商用交流電源ACの正極ライン→疎結合トランスVFTの二次巻線N12→平滑コンデンサCi1→(リレースイッチS1)→商用交流電源ACの負極ライン(フィルタコンデンサCN)の経路によっても電流が流れる。

このようにして、上記整流電流によって平滑コンデンサCi1への充電が行われることで、平滑コンデンサCi1の両端電圧としては、交流入力電圧VACの等倍レベルの直流電圧が得られる。

また、上記のようにして疎結合トランスVFTの二次巻線N2が挿入されていることで、この整流電流経路にはスイッチング周期の交番電圧が重畳され、第1整流電流は、高速リカバリ型の整流ダイオードDaによりスイッチングされて交番波形となる。

【0167】

また、交流入力電圧VACが負極性となる期間では、商用交流電源ACの負極ライン→(リレースイッチS1)→平滑コンデンサCi2→整流ダイオードDc→商用交流電源ACの正極ライン(フィルタコンデンサCN)の経路による整流電流が流れる。

このときには、整流電流によって平滑コンデンサCi2への充電が行われることで、平滑コンデンサCi2の両端電圧としても、交流入力電圧VACの等倍レベルの直流電圧が得られる。これにより、直列接続された平滑コンデンサCi1-Ci2の両端電圧としては、交流入力電圧VACの2倍に対応するレベルの直流電

圧である整流平滑電圧 E_i (直流入力電圧) が得られることになる。つまり、倍電圧整流動作が得られているものである。

また、疎結合トランス VFT の二次巻線 N2 は、整流ダイオード Dc のカソード側と接続されており、従って、上記の経路で流れる整流電流は、高速リカバリ型の整流ダイオード Dc によりスイッチングされて交番波形となる。

【0168】

また、リレースイッチ S2 側において、端子 t1 - t2 が接続されることによって、疎結合トランス VFT の一次巻線 N11 として、巻線部 N11A のみが有効とされることになる。

【0169】

続いて、交流入力電圧 VAC の検出レベルが 150 V 以下 (AC100 V 系時) である場合には、整流回路切換モジュール 5 では、リレースイッチ S1, S2 について、端子 t1 - t3 が接続されるように電磁リレー RL を駆動する。

リレースイッチ S1 にて端子 t1 - t3 が接続される場合、端子 t3 はオープンとなっているから、平滑コンデンサ Ci1 - Ci2 の接続点と、商用交流電源 AC の負極ラインは接続されないことになって、整流回路としては全波整流回路が形成される。

つまり、交流入力電圧 VAC が正極性の場合には、商用交流電源 AC の正極ライン → 平滑コンデンサ Ci1 - Ci2 → 整流ダイオード Dd → 商用交流電源 AC の負極ライン (フィルタコンデンサ CN) の経路により整流電流が流れる。また、この際には、分岐して、商用交流電源 AC の正極ラインから疎結合トランス VFT の二次巻線 N12 を介しても、平滑コンデンサ Ci1 - Ci2 への充電電流が流れる。

また、交流入力電圧 VAC が負極性の場合には、商用交流電源 AC の負極ライン → 整流ダイオード Db → 平滑コンデンサ Ci1 - Ci2 → 整流ダイオード Dc → 商用交流電源 AC の正極ライン (フィルタコンデンサ CN) の経路で整流電流が流れる。

このようにして、交流入力電圧 VAC が正/負の各期間において、直列接続された平滑コンデンサ Ci1 - Ci2 に対して整流電流が充電されることとなるので、

平滑コンデンサ C_{i1} - C_{i2} の両端電圧としては、交流入力電圧 V_{AC} の等倍に対応するレベルの整流平滑電圧 E_i (直流入力電圧) が得られることになる。つまり、全波整流動作が得られているものである。

【0170】

またリレースイッチ S_2 側において、端子 t_1 - t_3 が接続されることによっては、疎結合トランス VFT の一次巻線 N_{11} として、巻線部 N_{11A} - N_{11B} の直列接続が有効とされることになる。

【0171】

これまでの説明から、図 24 に示す電源回路としても、図 23 に示した電源回路と同様にして、整流平滑電圧 E_i を生成する整流回路系としては、 $AC100V$ 系時では倍電圧整流動作となり、 $AC200V$ 系時では全波整流動作となるようにして切り換えが行われる構成を採ることで、ワイドレンジ対応としていることが分かる。

また、 $AC100V$ 系時と $AC200V$ 系時のいずれにおいても、交流入力電圧 V_{AC} が正/負となる各期間において、ブリッジ整流回路 D_i を形成する整流ダイオード $D_a \sim D_d$ の何れかによって整流電流をスイッチングしていることから、力率改善動作も得られていることになる。

【0172】

また、図 24 に示す回路においては、疎結合トランス VFT の一次巻線 N_{11} について、交流入力電圧 V_{AC} が $150V$ 以下 ($AC100V$ 系時) とされる場合には、巻線部 N_{11A} のみが有効となり、交流入力電圧 V_{AC} が $150V$ 以上 ($AC200V$ 系時) となる場合には、巻線部 N_{11A} - N_{11B} の直列接続が有効となるように切り換えが行われることになる。つまり、 $AC200V$ 系時には、 $AC100V$ 系時よりも、疎結合トランス VFT の一次巻線 N_{11} の巻線数が増加するようにして切り換えが行われるようにされる

【0173】

疎結合トランス VFT の一次巻線 N_{11} の巻線数が変化すれば、二次巻線 N_{12} との巻線比が変化することになって、二次巻線 N_{12} に励起されて整流電流経路に帰還されるべき交番電圧レベルも変化することになる。

この結果、本実施の形態では、例えばAC100V系時において、負荷電力 $P_o = 250\text{W}$ 程度の条件において、力率について、0.75程度となるようにされ、電力変換効率が向上されることになる。

【0174】

また、例えばこれまで説明してきた各実施の形態としての電源回路のようにして、疎結合トランスVFTによりスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還して力率改善を図る構成では、直流入力電圧（整流平滑電圧） E_i に高周波成分のリプル電圧が重畳することがわかっている。

【0175】

そこで、図24に示す回路では、一次巻線N1の一端を、疎結合トランスVFTの一次巻線N11から一次側直列共振コンデンサC1を介して、スイッチング出力点に対して接続する一方で、他方の一次巻線N1の端部を平滑コンデンサC_{i1}の正極端子に接続することとしている。つまり、一次側直列共振回路の一端を、一次側アースに接地させるのではなく、整流平滑電圧 E_i の正極ラインに接続する構成としている。

このような構成とした場合には、例えば、疎結合トランスVFTの一次巻線N11に流れる一次側共振電流と、疎結合トランスVFTの二次巻線N12に流れる交番波形の整流電流とについて逆位相となるように設定することができる。

このようにして、一次巻線N1の一方の端部が平滑コンデンサC_{i1}の正極端子に対して接続された上で、一次側共振電流と力率改善回路3内に流れる電流とが逆位相とされることで、スイッチング出力としての一次側共振電流の高周波成分は、力率改善回路3において電圧帰還される逆位相のスイッチング出力成分により打ち消し合うようになる。

そして、この結果、直流入力電圧 E_i のリプル電圧成分が抑制されることになる。

【0176】

なお、上記のように一次側共振電流と力率改善回路3内に流れる電流とを逆位相とする設定は、例えば疎結合トランスVFTの各巻線（N11、N12）の巻き方向により行うことが可能である。

また、この他にも、例えば疎結合トランス V F T の各巻線 (N11、N12) と、絶縁コンバータトランス P I T の各巻線 (N1、N2) の巻き方向との相対関係により設定することも可能である。

【0177】

また、図 24 に示す電源回路においても、絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 に対して、並列共振コンデンサ C2 を並列に接続することで、二次側の整流回路の動作を電圧共振形とする電圧共振回路、又は、部分電圧共振動作を得るための部分電圧共振回路としての二次側並列共振回路を形成している。

なお、この第 7 の実施の形態としても、二次側並列共振回路は、例えば、図 23 に示した回路構成に対して付加されてもよいものである。

【0178】

また、本発明としては、これまでに説明した電源回路の構成に限定されるものではない。

例えばスイッチング素子としては、例えば I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor) など、他励式に使用可能な素子であれば、M O S - F E T 以外の素子が採用されて構わない。また、先に説明した各部品素子の定数なども、実際の条件等に応じて変更されて構わない。

また、本発明としては、自励式でハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータを備えて構成することも可能とされる。この場合には、スイッチング素子として例えばバイポーラトランジスタを選定することができる。

さらには、例えば絶縁コンバータトランス P I T の二次側において二次側直流出力電圧を生成するための回路構成としても、適宜変更されて構わない。

【0179】

また、力率改善回路 3 の構成としても、上記各実施の形態として示したもの以外に限定されるものではなく、これまでに本出願人が提案してきた各種の電圧帰還方式による回路構成のうちから、適用可能なものを採用してよい。

【0180】

【発明の効果】

以上説明したように本発明は、力率改善機能を有する単レンジ対応、又はワイドレンジ対応のスイッチング電源回路として、疎結合による力率改善用トランスを備えて整流電流経路にスイッチング出力を電圧帰還することで、整流ダイオードによって整流電流を断続させ、これにより力率改善を図ることとしている。これにより、本発明による電源回路としては、いわゆるチョークインプット方式といわれる、商用交流電源ラインに対してパワーチョークコイルを挿入する構成を採る必要はなくなる。これによって、チョークインプット方式により力率改善を図る場合よりも電力変換効率が大幅に向上されるという効果を有している。

【0181】

また、本発明の電源回路に備えられる力率改善用トランスは、パワーチョークコイルと比較すると、はるかに軽量で小型であることや、磁気シールドを施す必要もないことなどにより、回路基板の小型軽量化の点でも著しい効果が得られる。

【0182】

また、回路全体として所要の結合係数が得られるようにして、力率改善用トランスと絶縁コンバータトランスの結合係数を設定することとし、特に絶縁コンバータトランスについては、疎結合ではないとされる所要の結合係数となるように設定することで、負荷変動に応じた直流入力電圧（整流平滑電圧）の変化幅を抑制することができる。これにより、スイッチング素子、及び直流入力電圧生成用の平滑コンデンサなどについて高耐圧品を選定する必要が無くなり、それだけ、コストダウンや回路基板の小型軽量化を図ることができる。また、これによっても電力変換効率についての低下の抑制、若しくは向上が促進され、さらには、定電圧制御範囲の拡大も図られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図2】

疎結合トランスの構造例を示す断面図である。

【図3】

第 1 の実施の形態の電源回路の要部の動作を商用交流電源周期により示す波形図である。

【図 4】

第 1 の実施の形態の電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 5】

第 1 の実施の形態の電源回路についての、交流入力電圧の変化に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 6】

第 2 の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 7】

第 3 の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 8】

第 3 の実施の形態の電源回路の要部の動作を商用交流電源周期により示す波形図である。

【図 9】

第 3 の実施の形態の電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 1 0】

第 3 の実施の形態の電源回路についての、交流入力電圧の変化に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 1 1】

第 4 の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 1 2】

第 5 の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 1 3】

実施の形態の絶縁コンバータトランスの構造例を示す断面図である。

【図 1 4】

図 1 2 に示す回路の等化回路図（絶縁コンバータトランスの結合係数 0. 8 以

下の場合)である。

【図 1 5】

図 1 2 に示す回路の等化回路図 (絶縁コンバータトランスの結合係数 0. 9 0 以上の場合)である。

【図 1 6】

第 5 の実施の形態の電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 1 7】

第 6 の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 1 8】

第 6 の実施の形態としての電源回路の変形例を示す回路図である。

【図 1 9】

第 6 の実施の形態としての電源回路の変形例を示す回路図である。

【図 2 0】

図 1 7 に示す回路の等化回路図 (絶縁コンバータトランスの結合係数 0. 8 以下の場合)である。

【図 2 1】

図 1 7 に示す回路の等化回路図 (絶縁コンバータトランスの結合係数 0. 9 0 以上の場合)である。

【図 2 2】

第 6 の実施の形態の電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 2 3】

第 7 の実施の形態としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 2 4】

第 7 の実施の形態の電源回路の変形例を示す回路図である。

【図 2 5】

第 7 の実施の形態の電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性 (VAC=100V 時)を示す図である。

【図 26】

第 7 の実施の形態の電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性 ($V_{AC} = 230\text{ V}$ 時) を示す図である。

【図 27】

先行技術としての電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 28】

図 27 に示す電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 29】

図 27 に示す電源回路についての、交流入力電圧の変化に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 30】

先行技術としての電源回路の他の構成例を示す回路図である。

【図 31】

図 30 に示す電源回路についての、負荷変動に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【図 32】

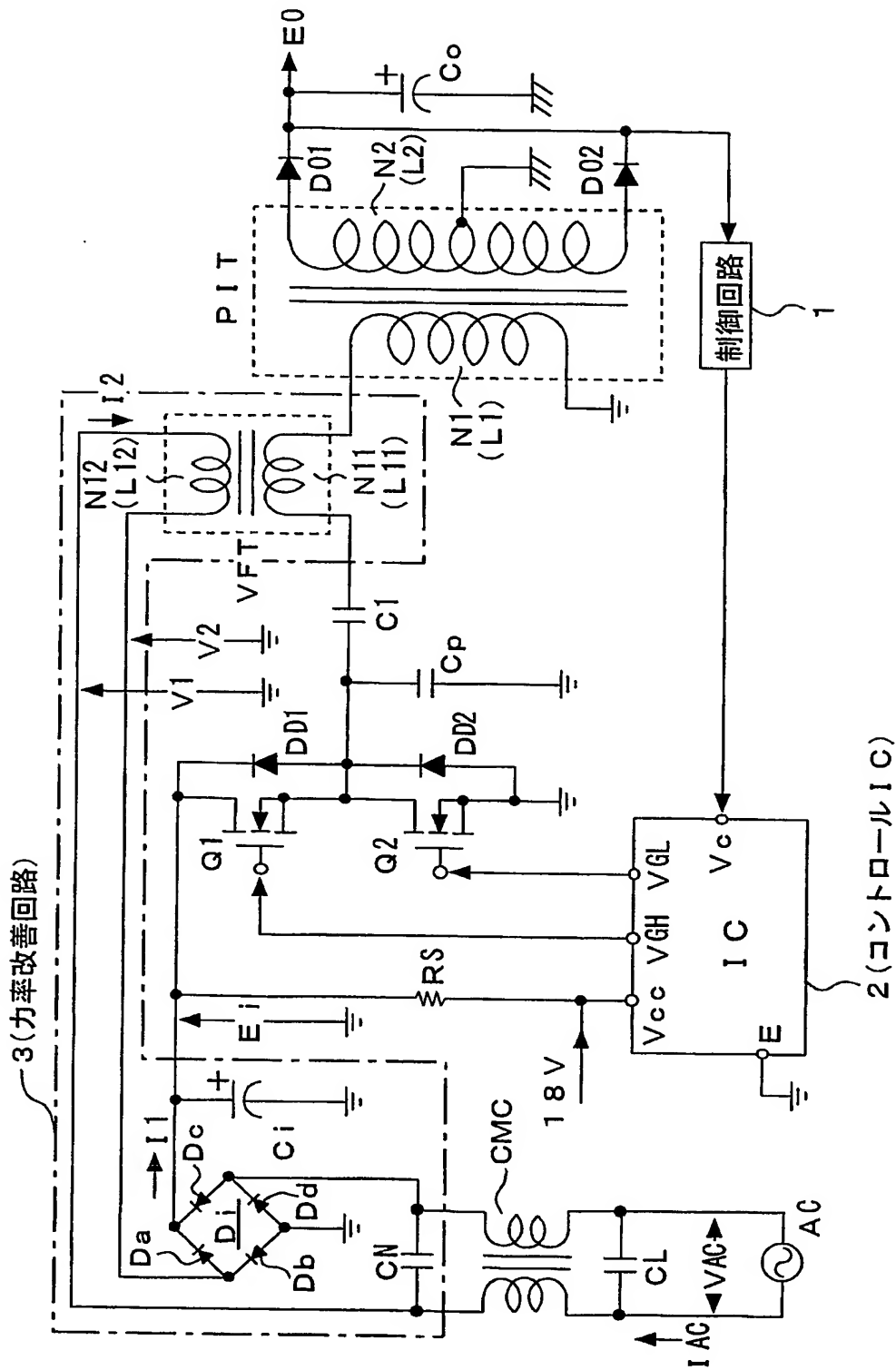
図 30 に示す電源回路についての、交流入力電圧の変化に対する力率、電力変換効率、整流平滑電圧レベルの特性を示す図である。

【符号の説明】

1 制御回路、2 コントロール IC、3 力率改善回路、4 ドライブ制御回路、5 整流回路切換モジュール、Di ブリッジ整流回路、Da~Dd, D1, D2 整流ダイオード、Ci, Ci1, Ci2 平滑コンデンサ、Q1, Q2 スイッチング素子、PIT 絶縁コンバータトランス、C1 一次側直列共振コンデンサ、Cp 部分共振コンデンサ、N1 一次巻線 (絶縁コンバータトランス)、N2 二次巻線 (絶縁コンバータトランス)、CN フィルタコンデンサ、VFT 疎結合トランス、N11 一次巻線 (疎結合トランス)、N12 二次巻線 (疎結合トランス)、C2 並列共振コンデンサ

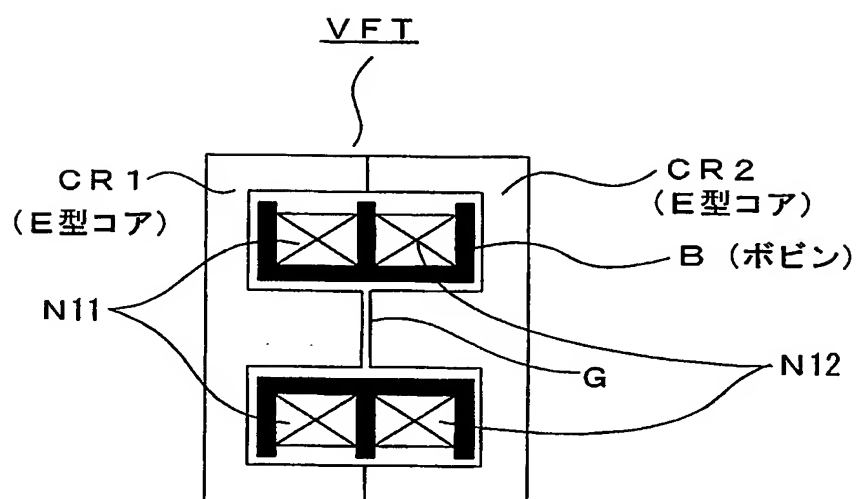
【書類名】 図面

【図 1】

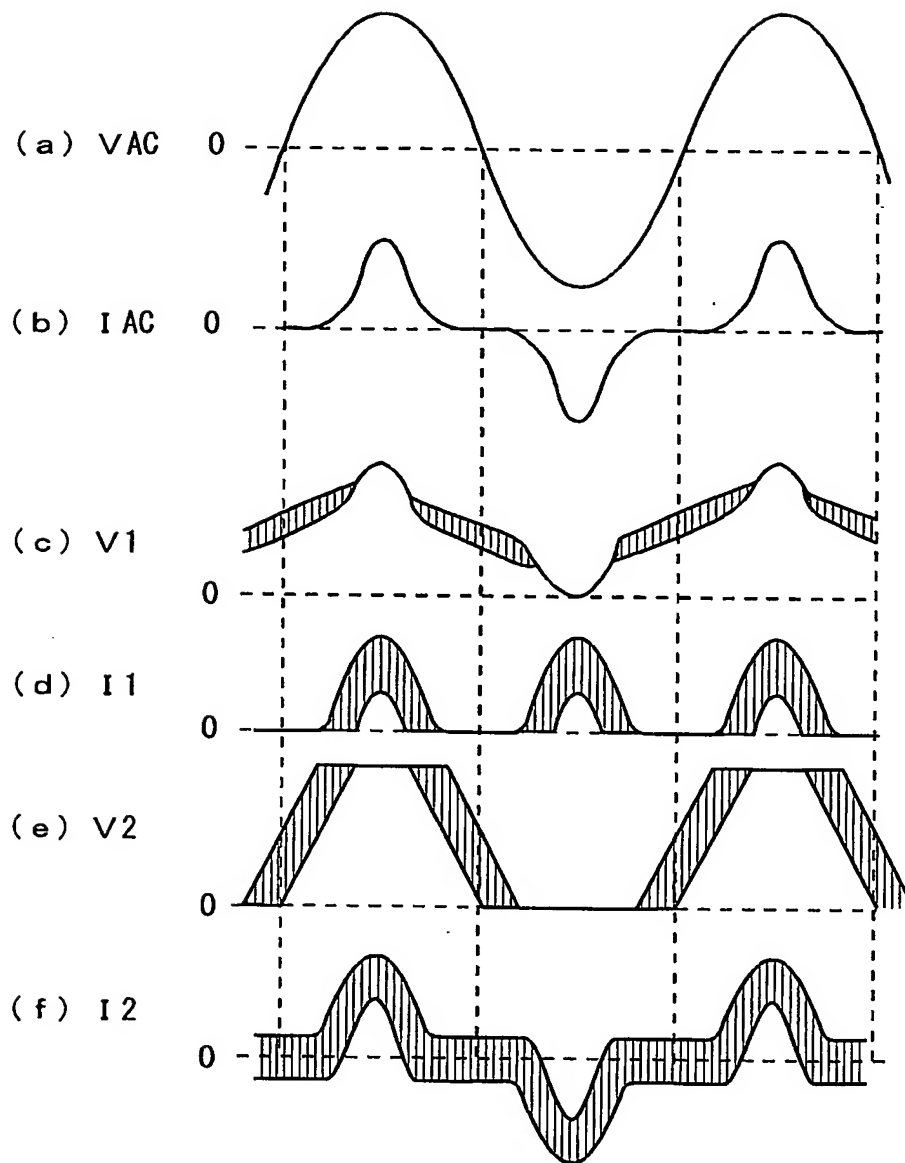


第1の実施の形態

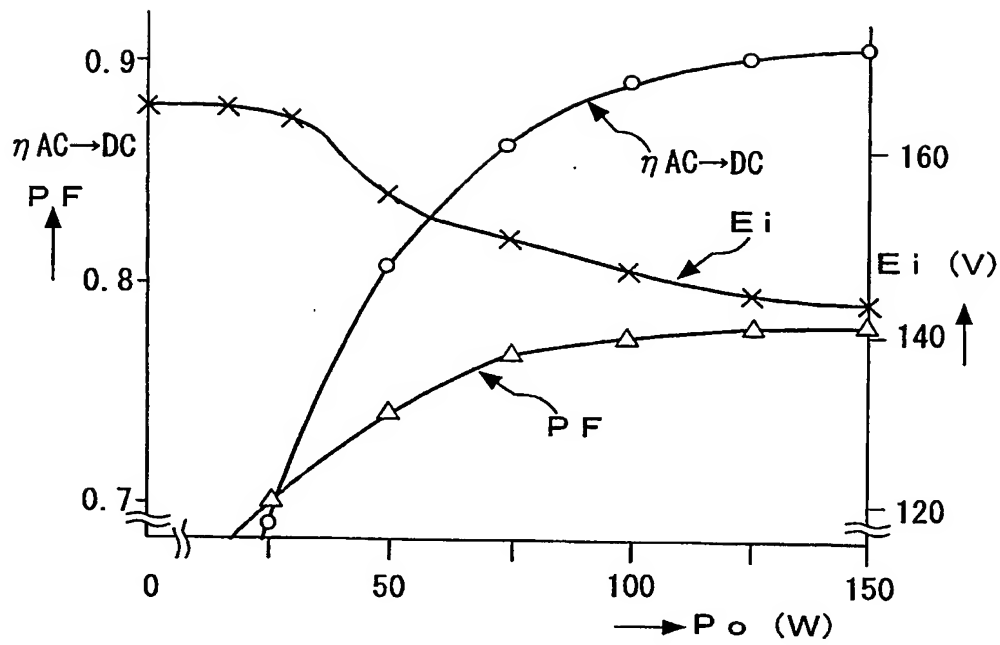
【図 2】



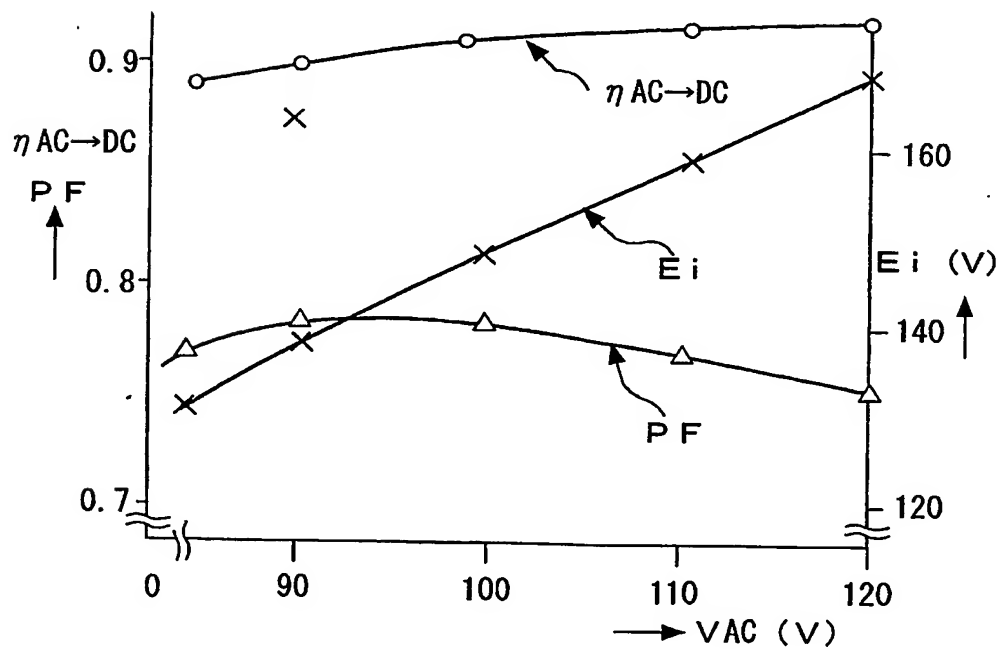
【図 3】



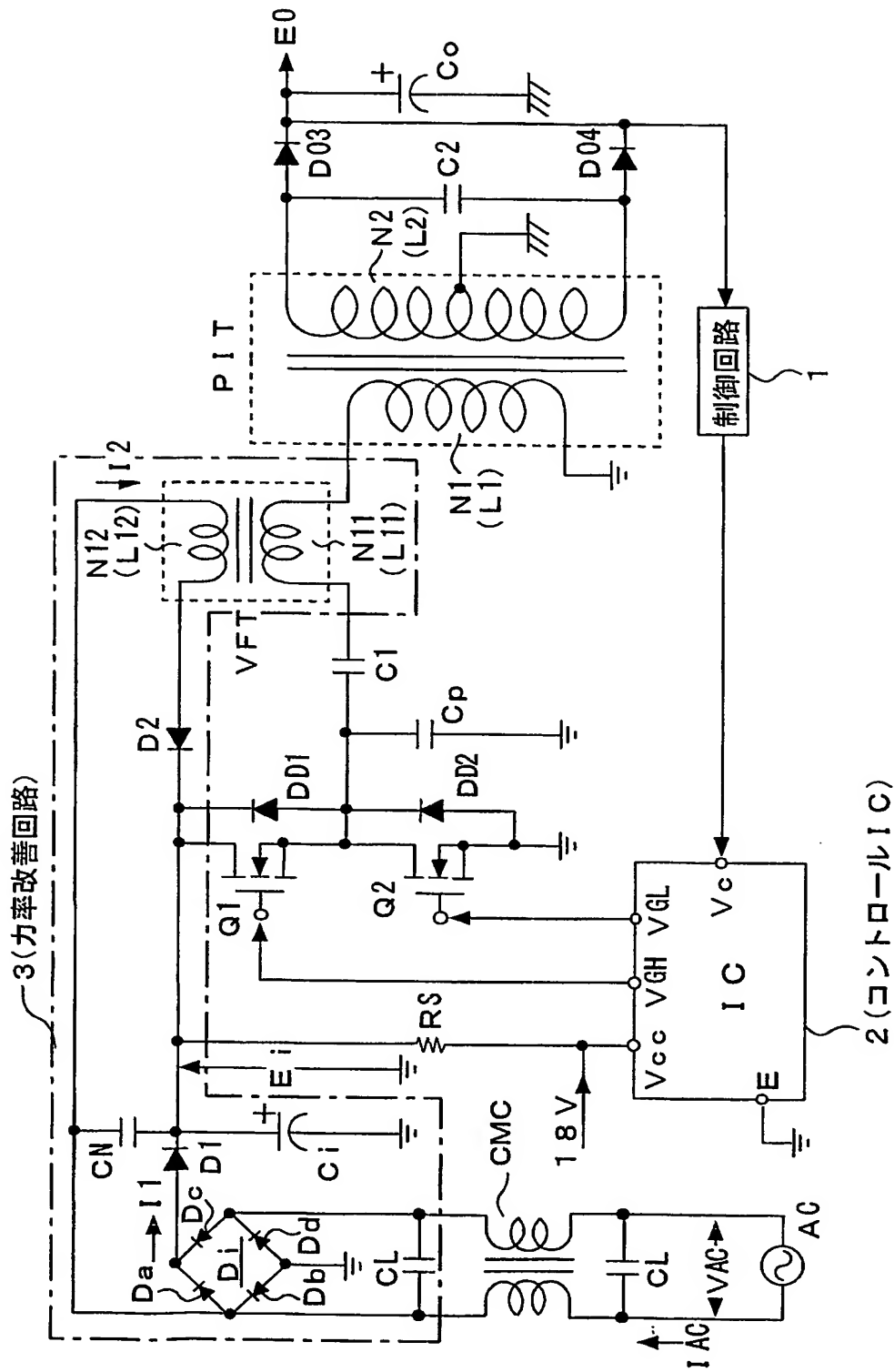
【図 4】



【図 5】

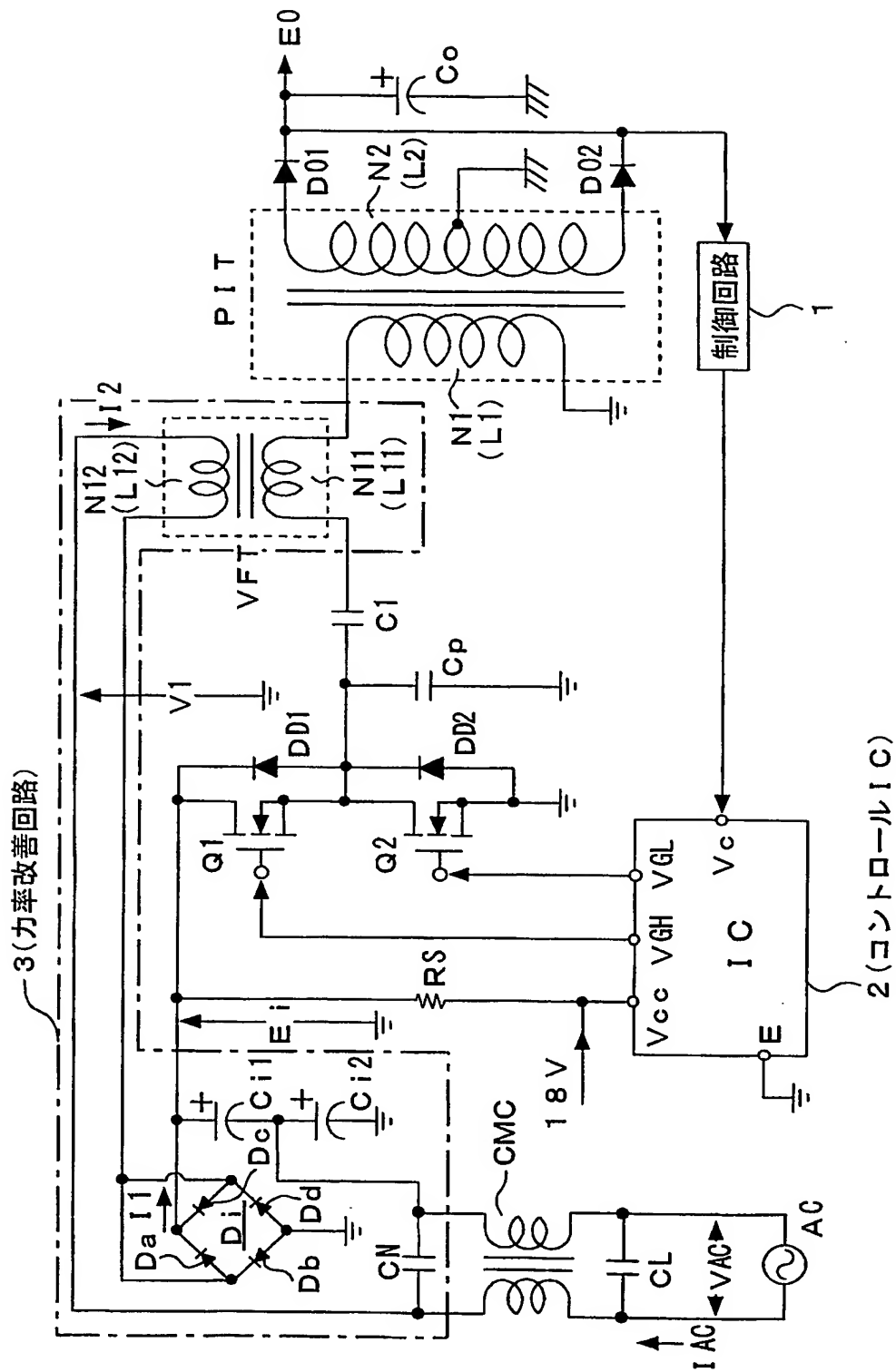


【図 6】



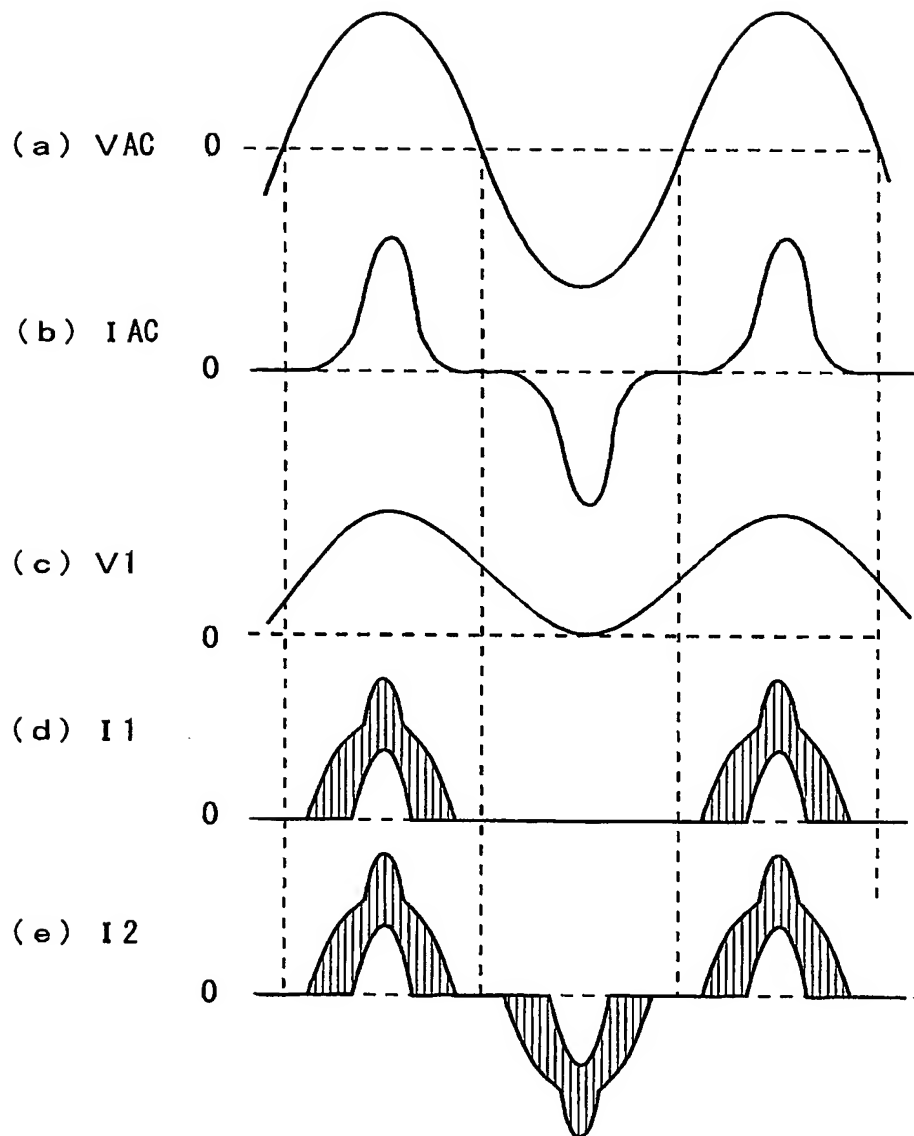
第2の実施の形態

【図 7】

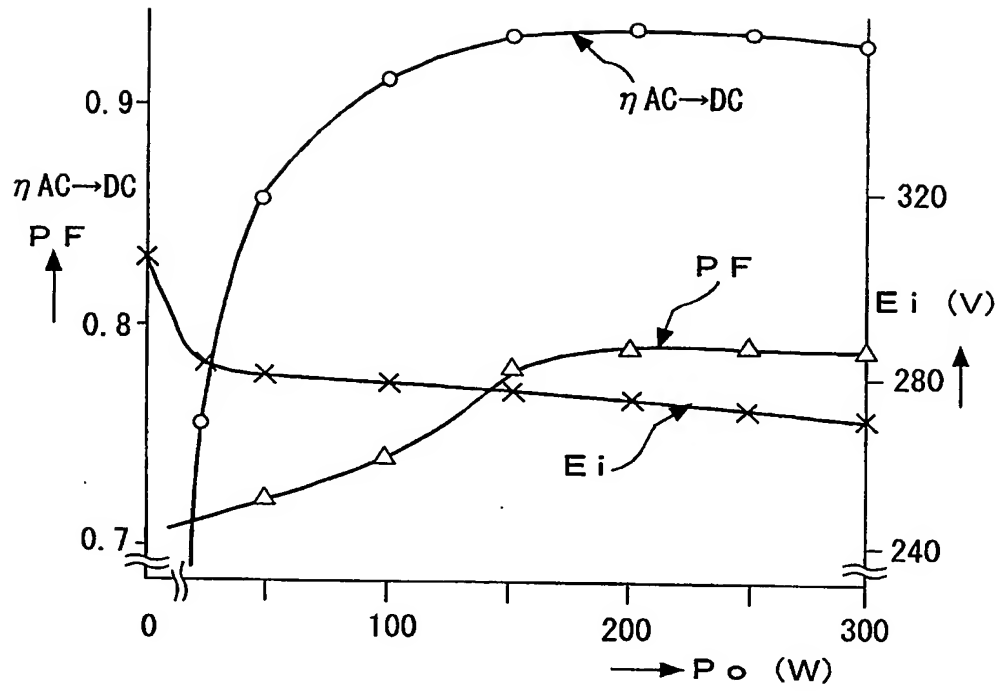


第 3 の実施の形態

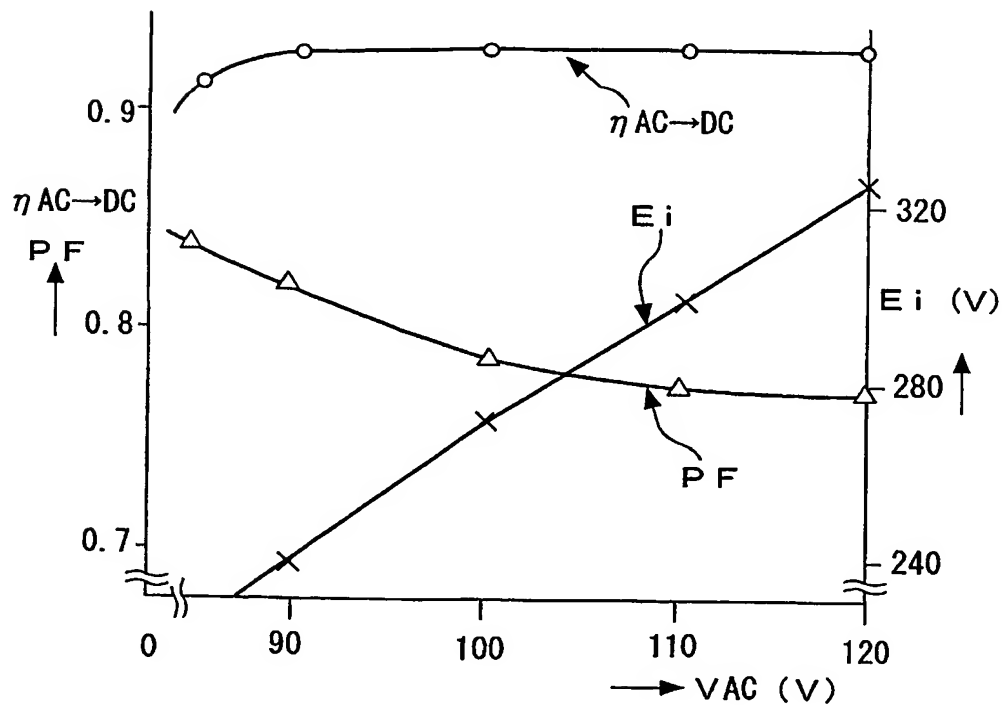
【図 8】



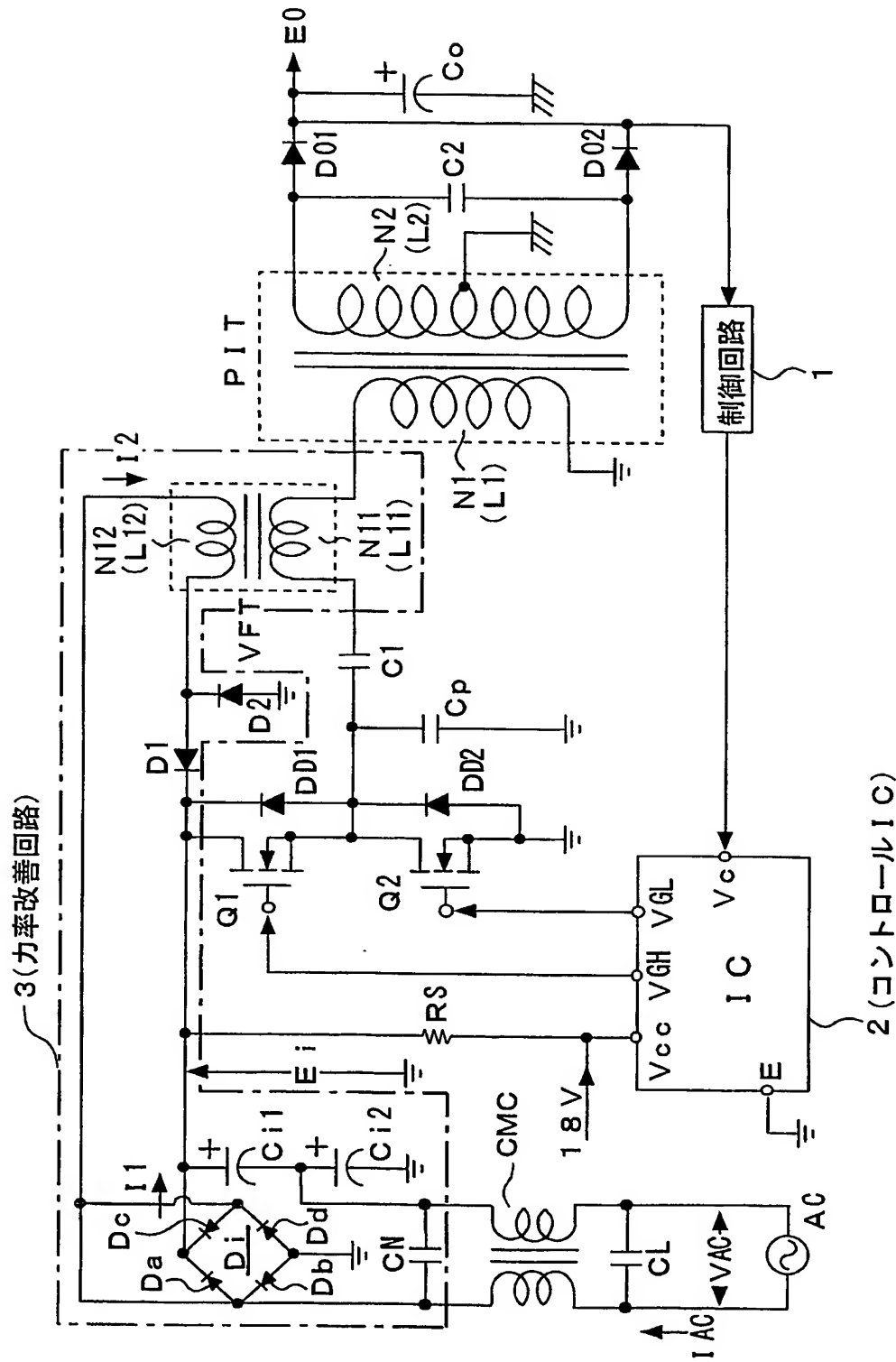
【図 9】



【図 10】

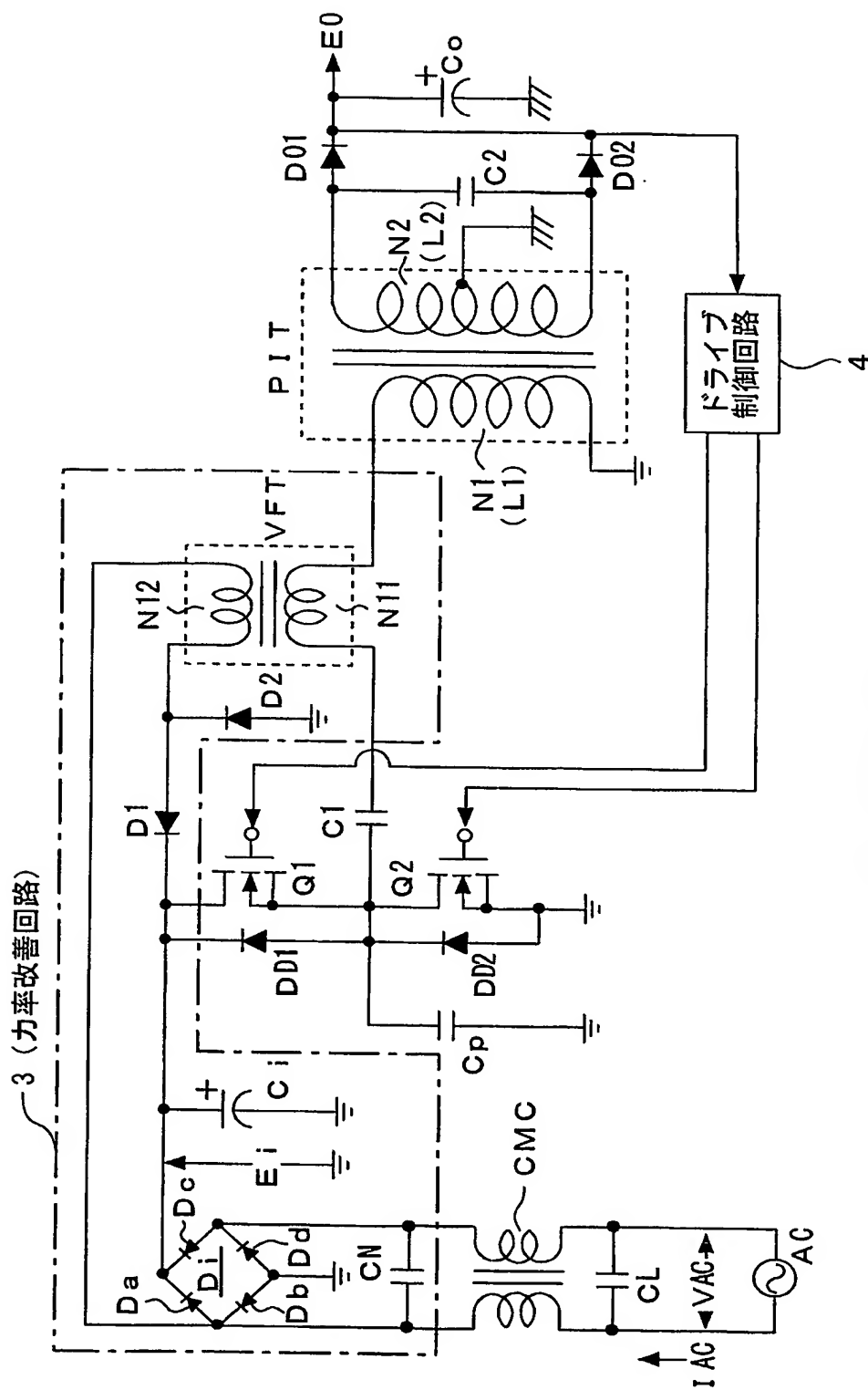


【図 11】



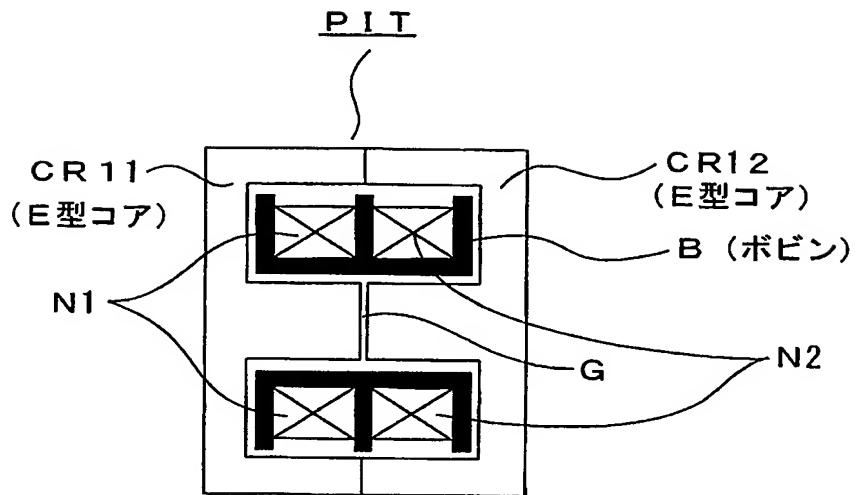
第4の実施の形態

【図 12】

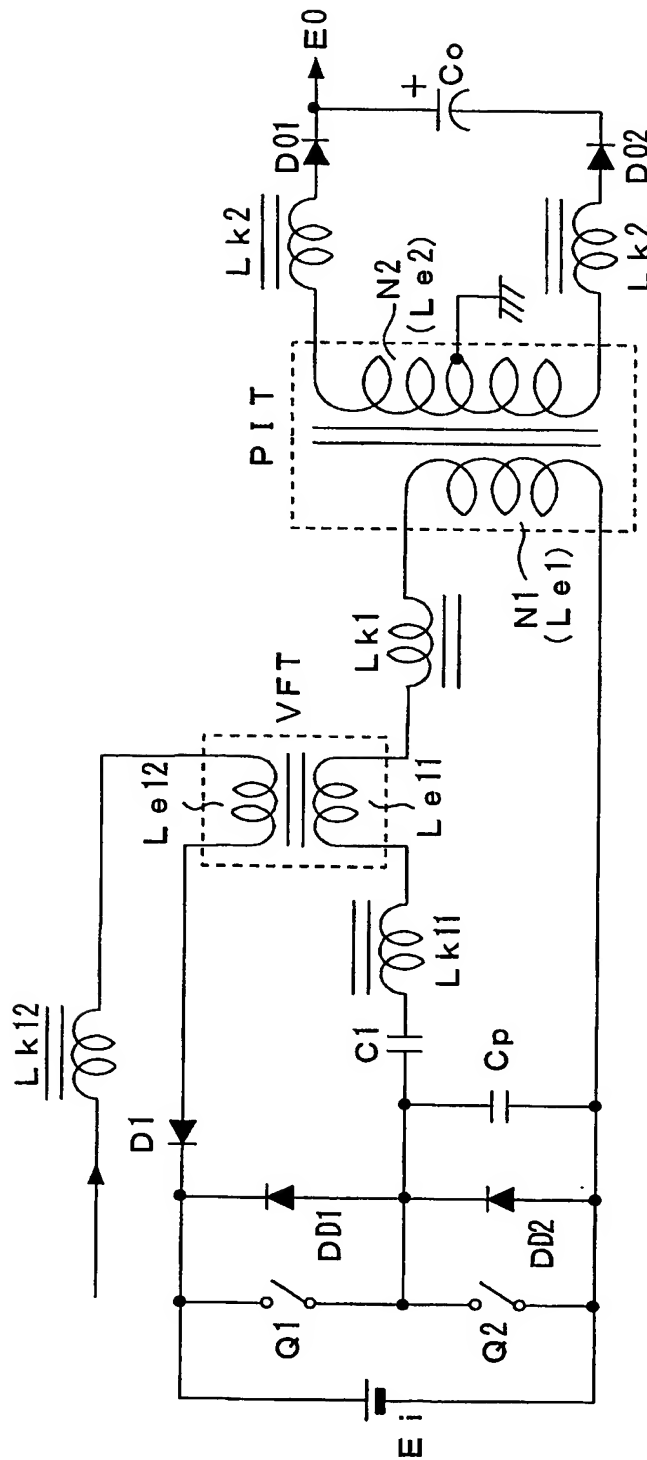


第5の実施の形態

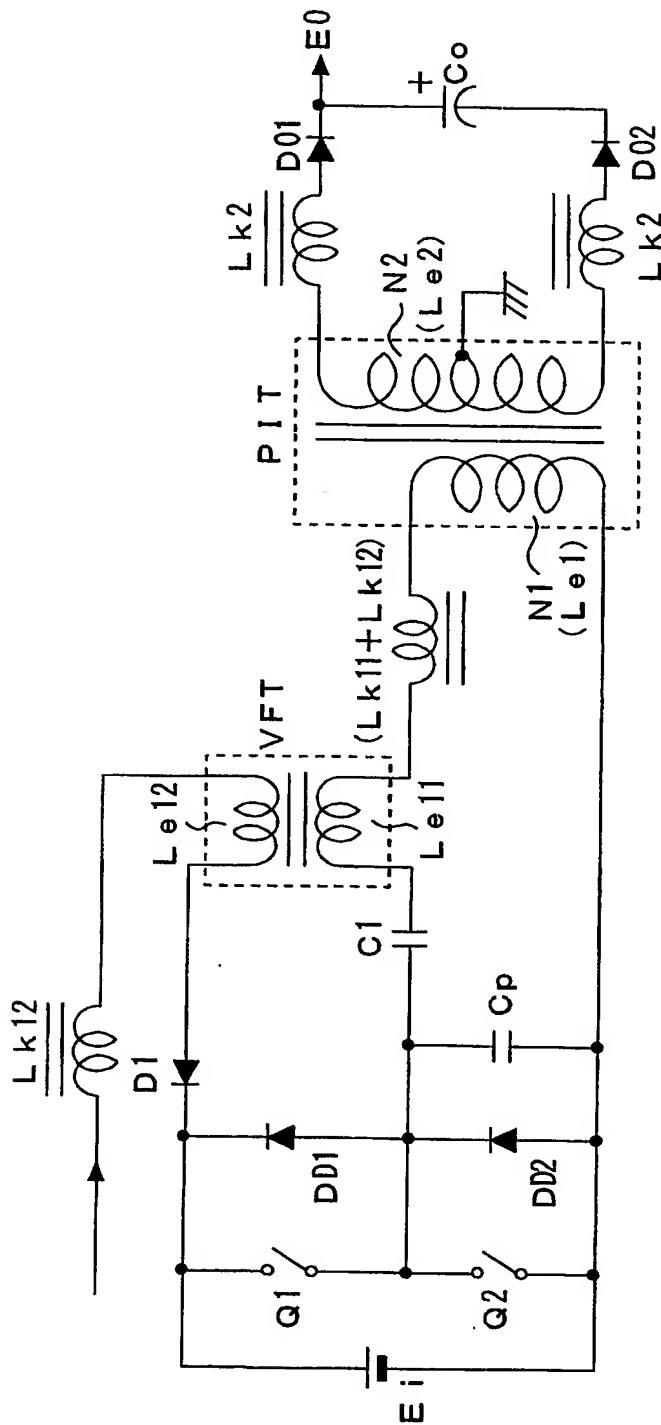
【図 13】



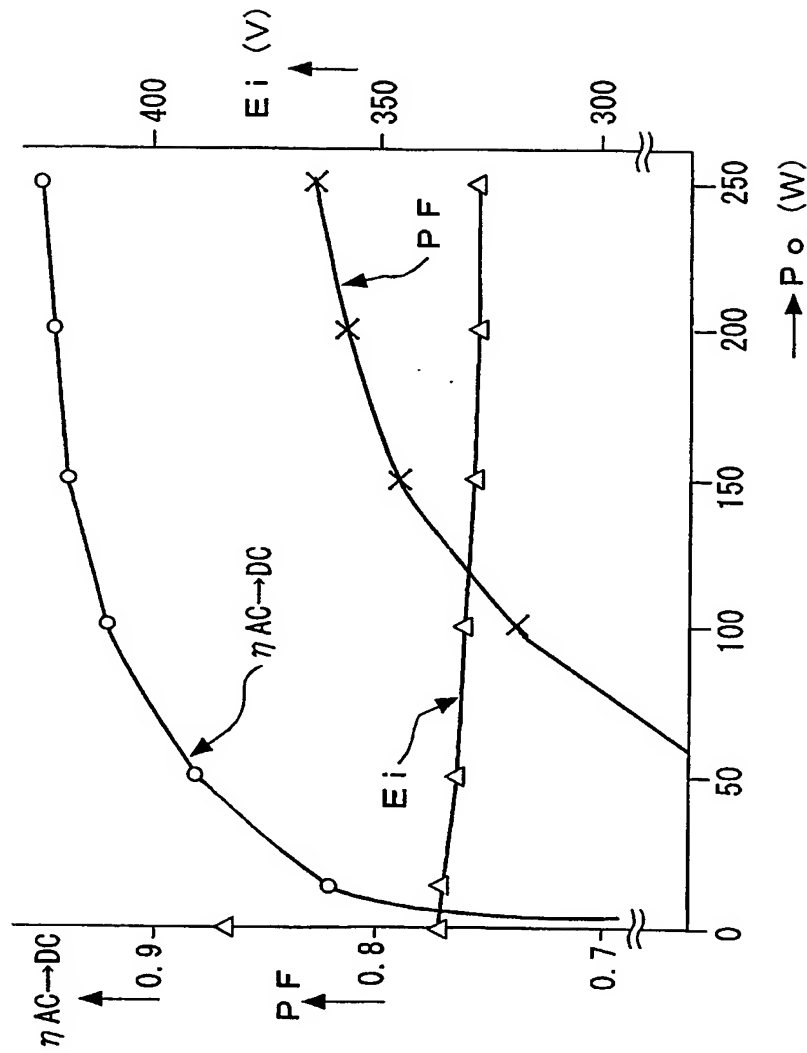
【図 14】



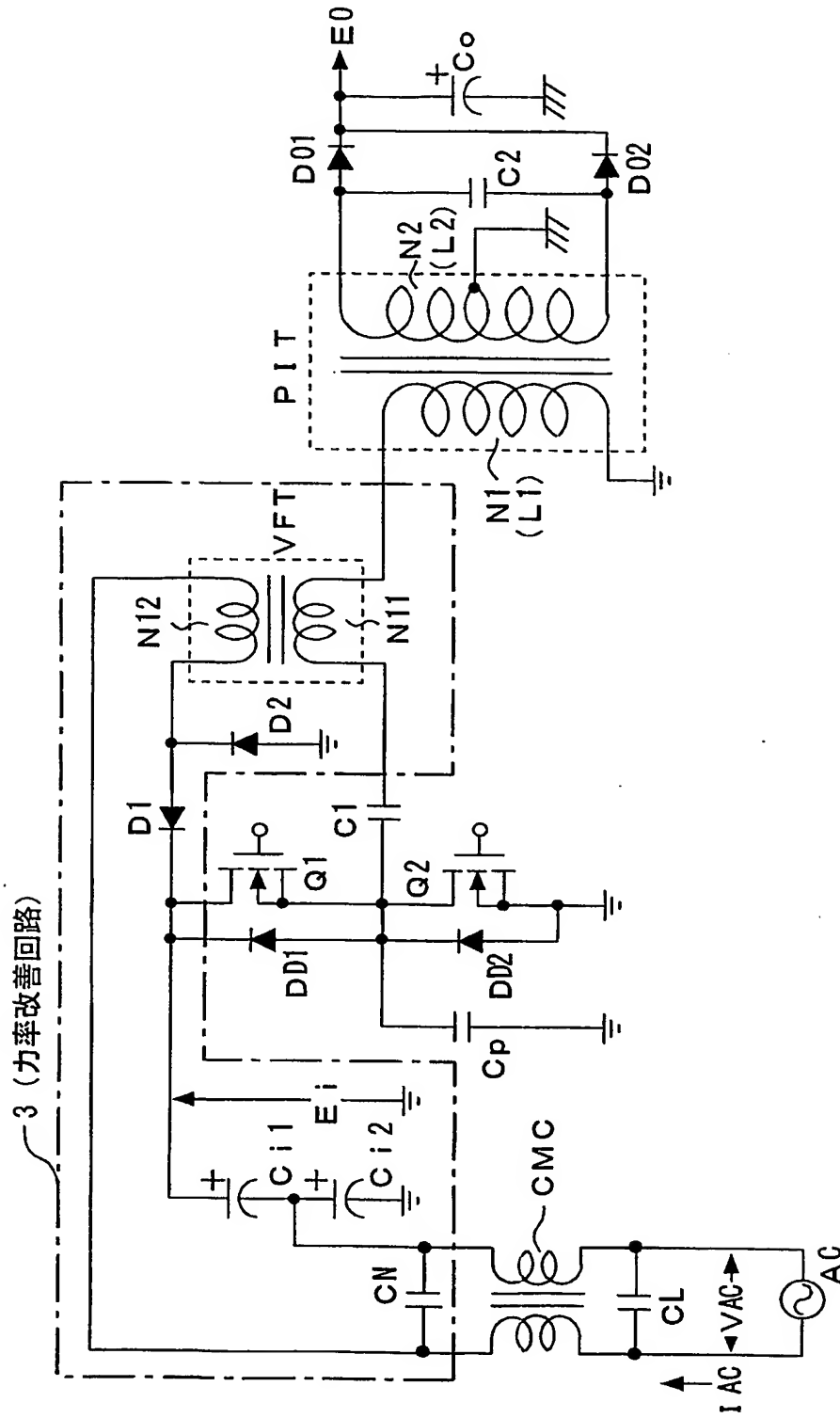
【図 15】



【図 16】

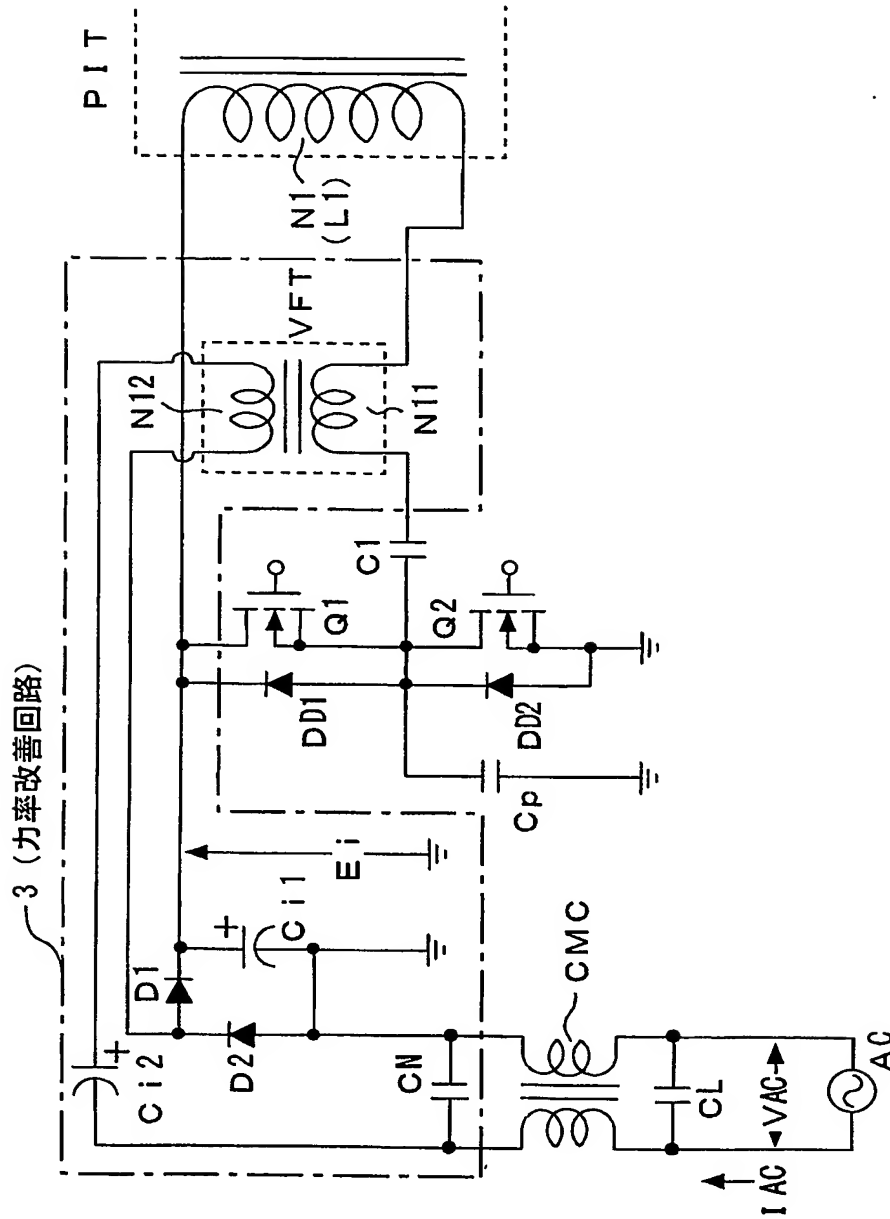


【図 18】



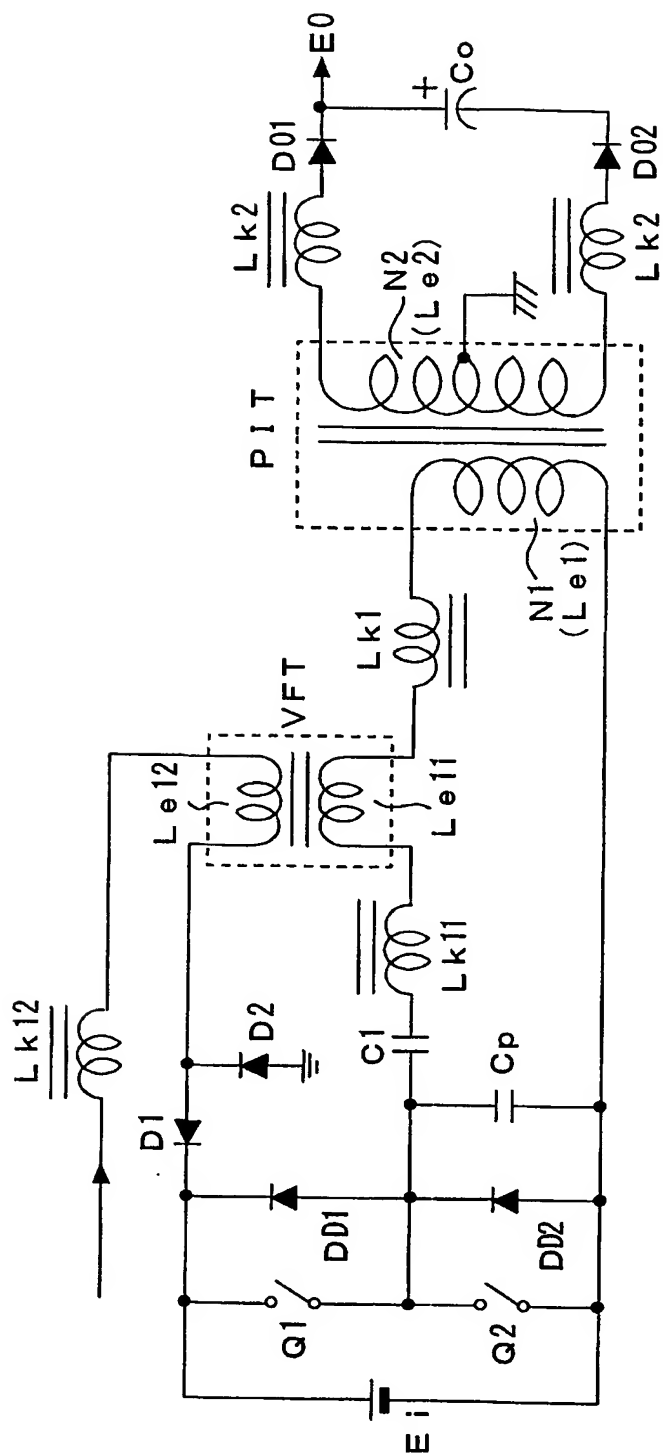
第6の実施の形態 (変形例1)

【図 19】

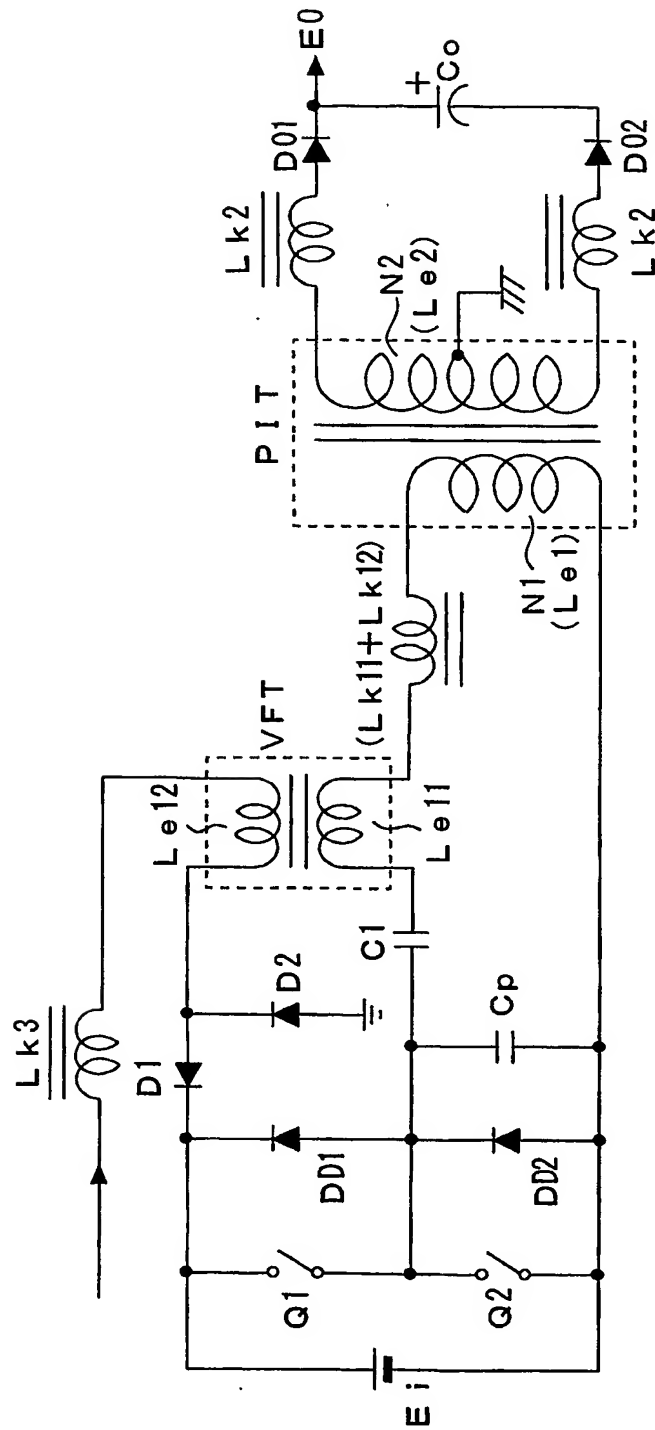


第6の実施の形態 (変形例 2)

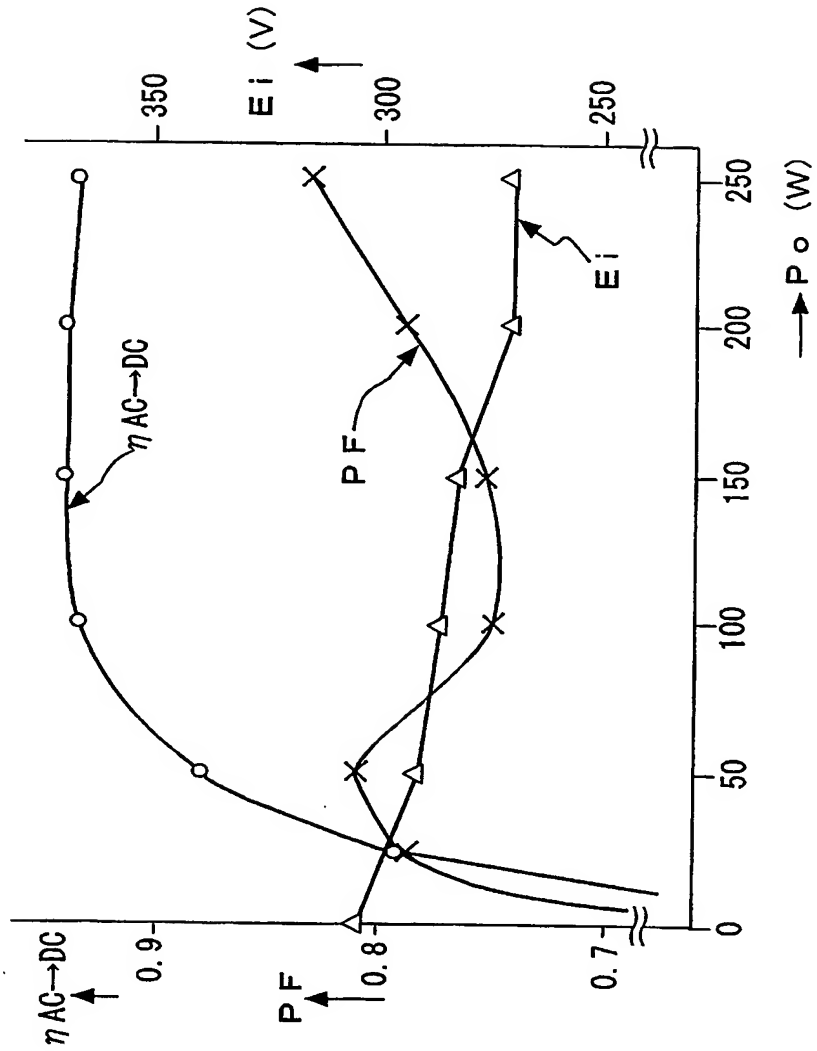
【図 20】



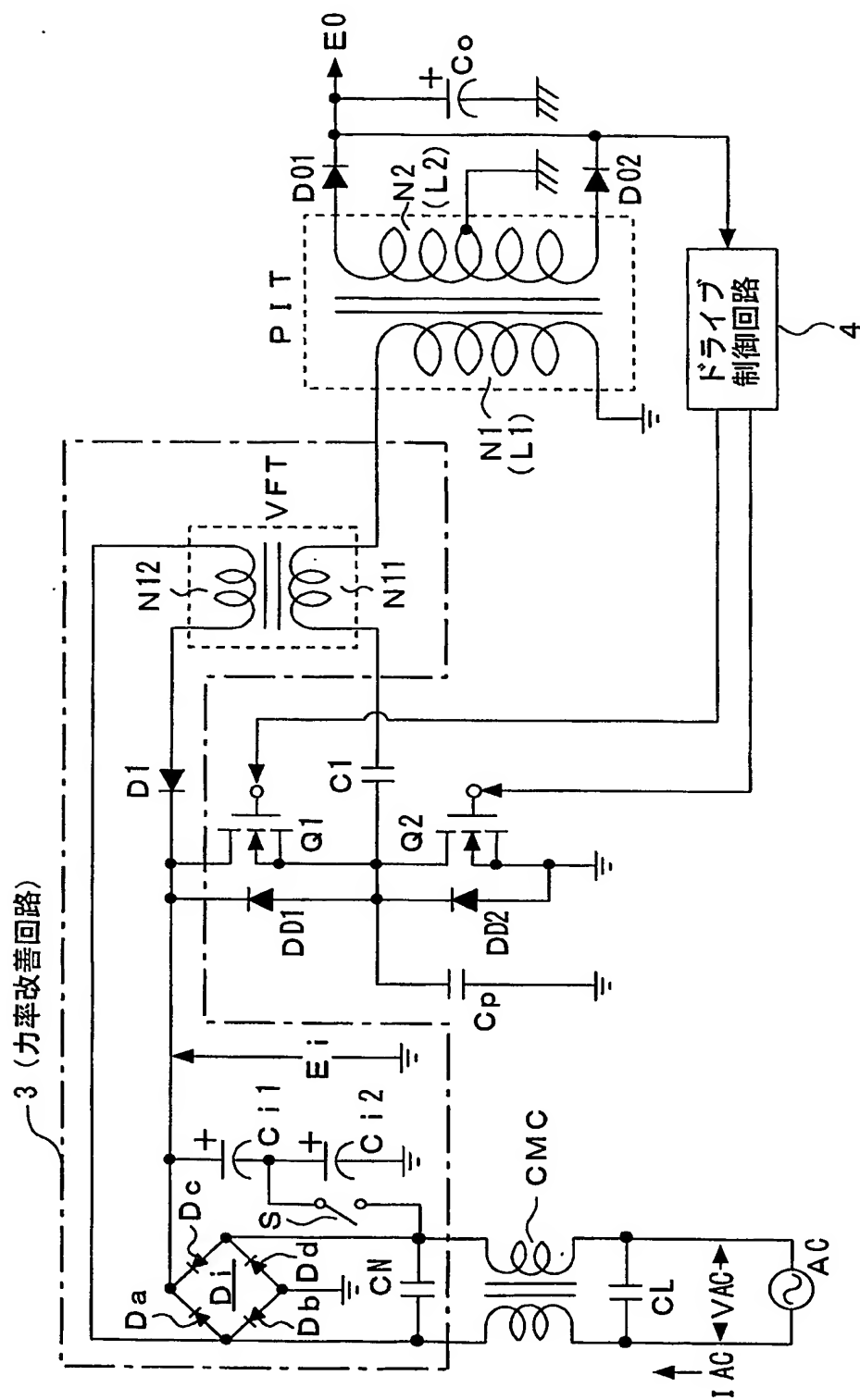
【図 21】



【図 22】

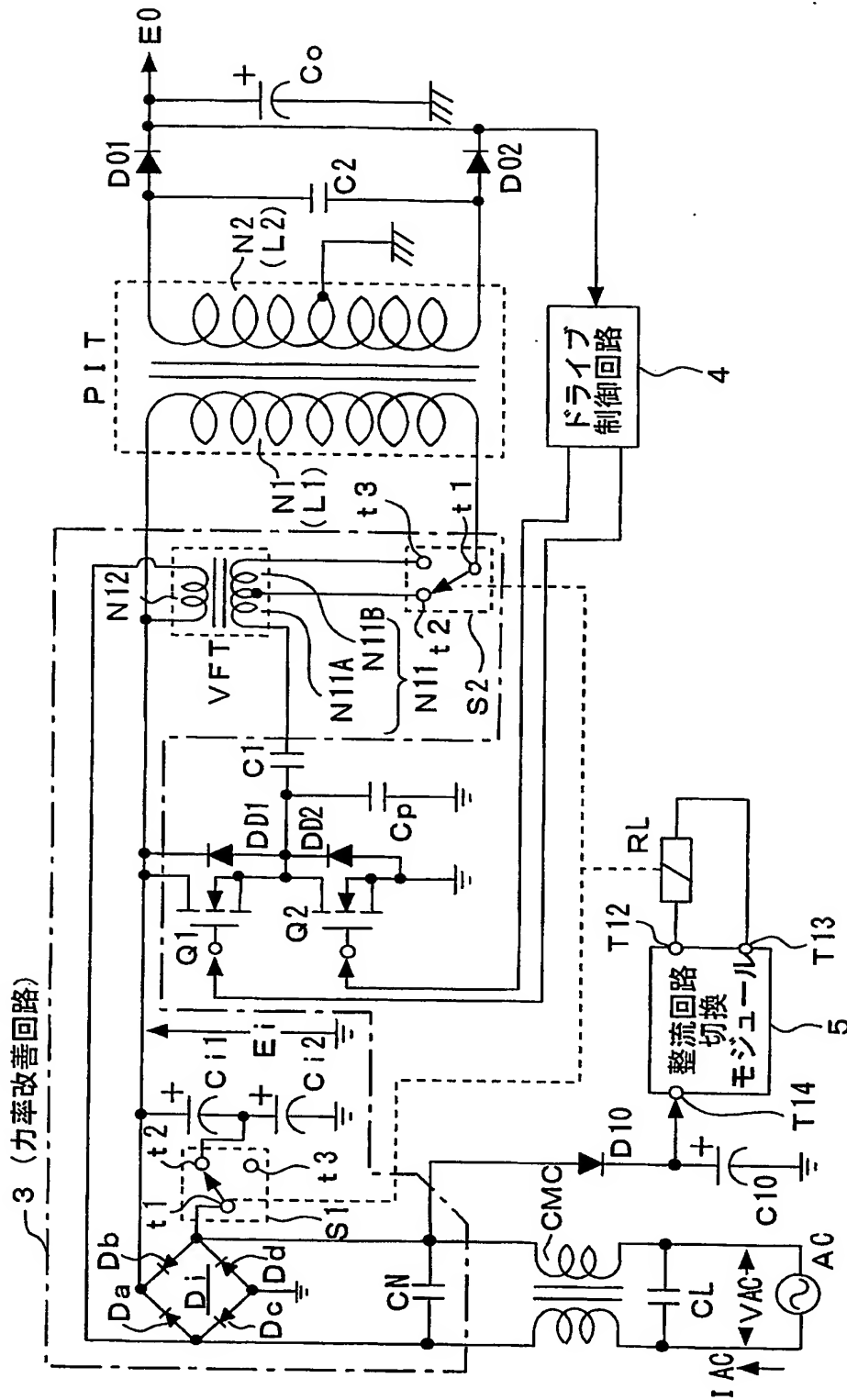


【図 23】



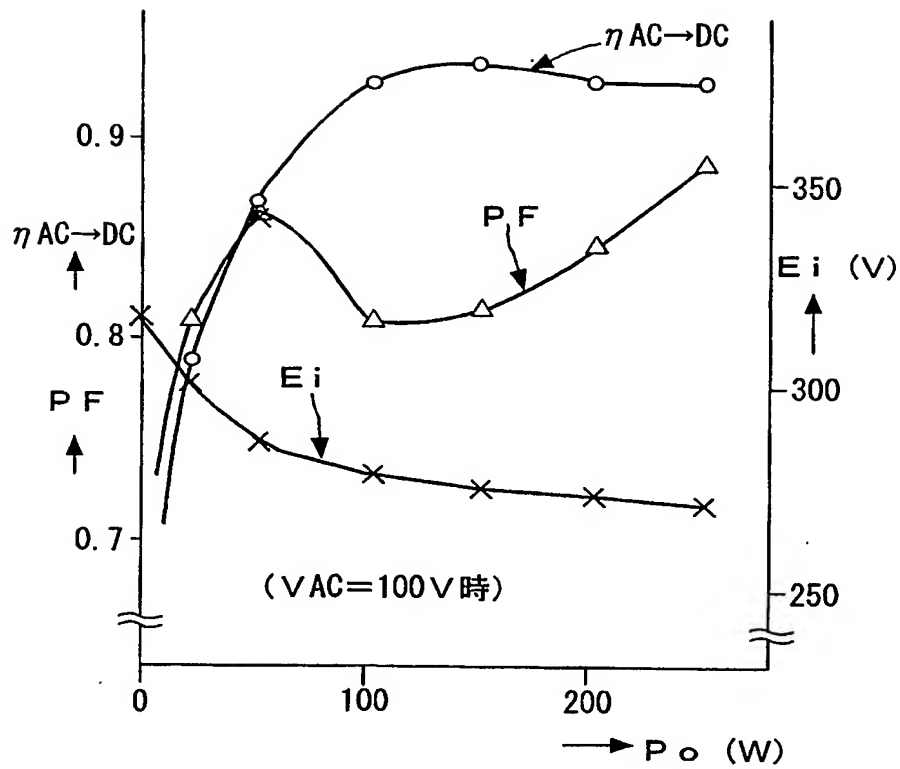
第7の実施の形態

【図24】

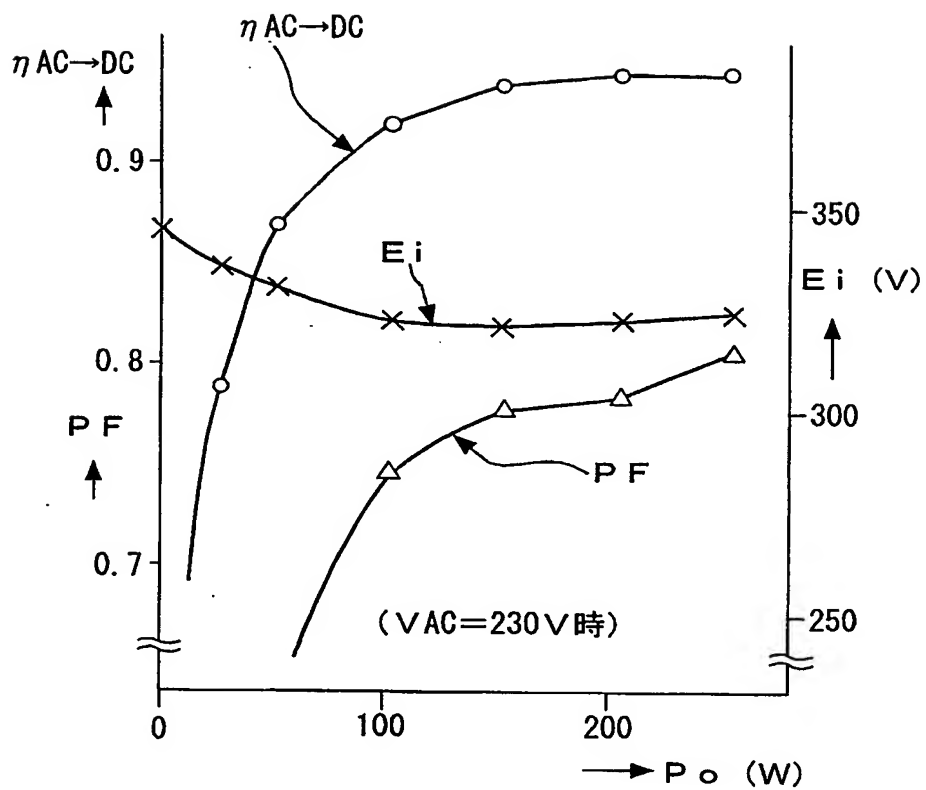


第7の実施の形態 (変形例)

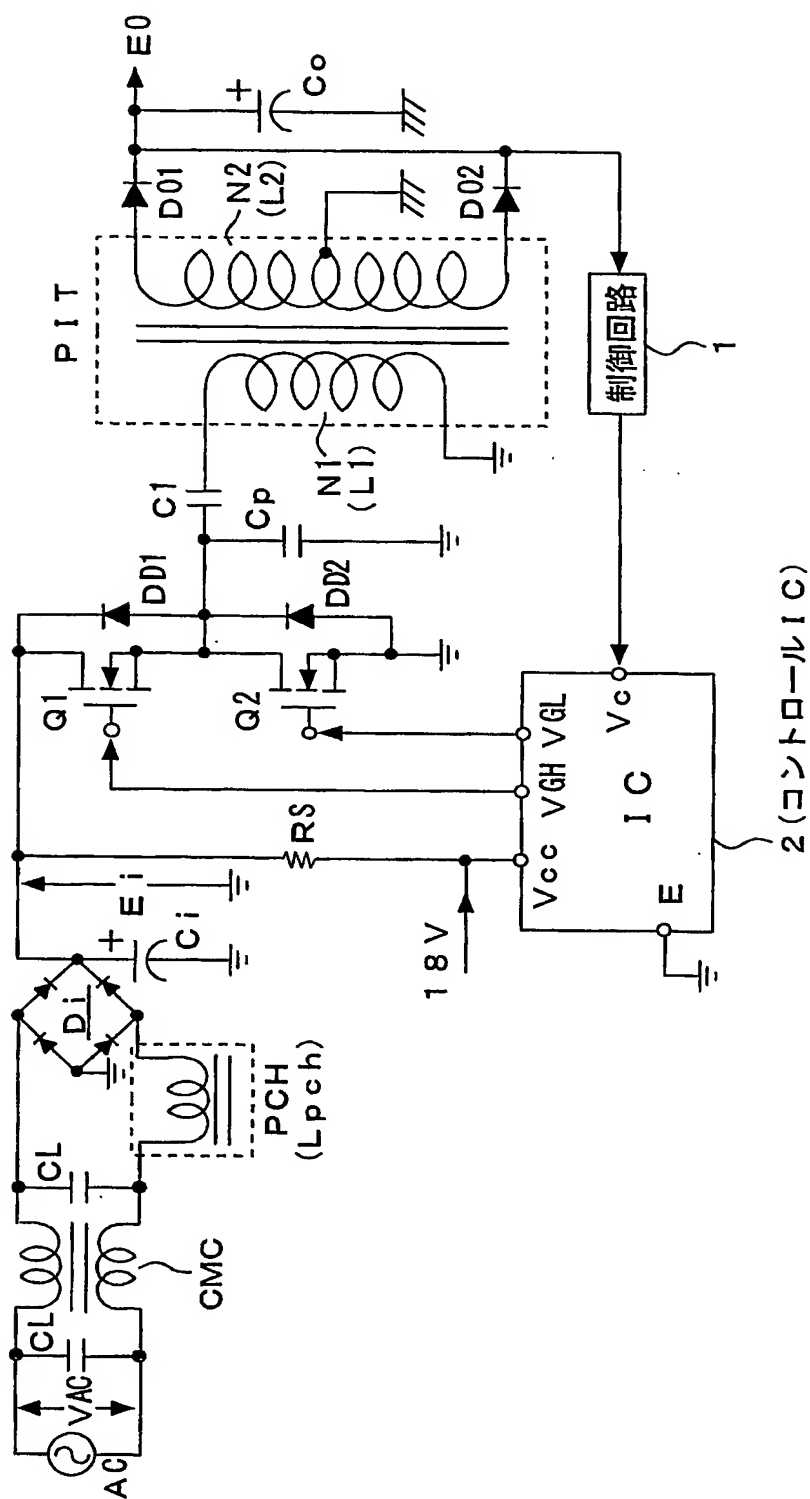
【図 25】



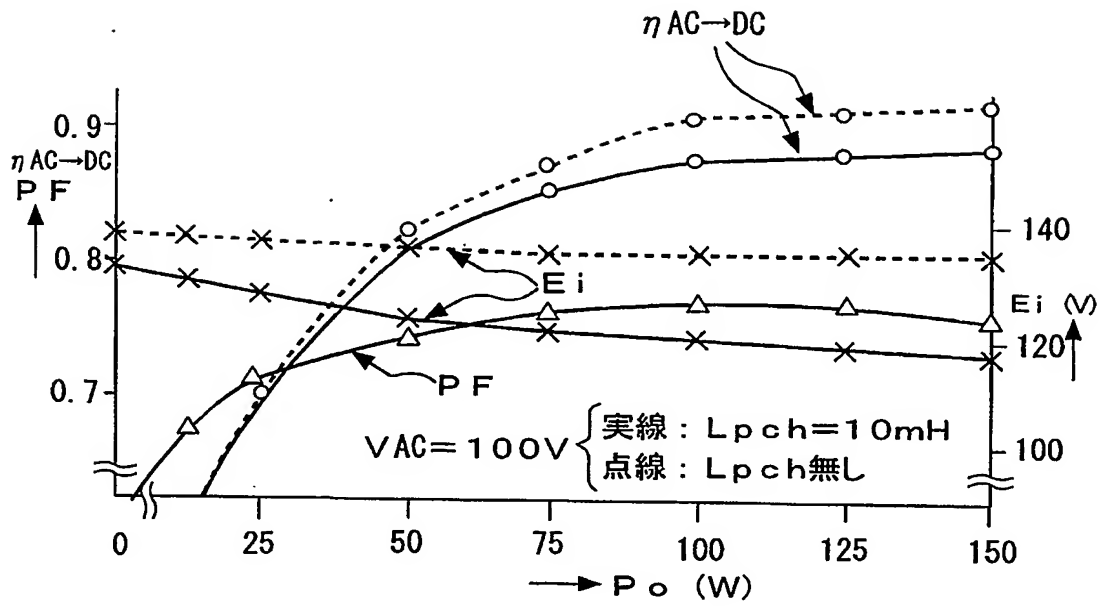
【図 26】



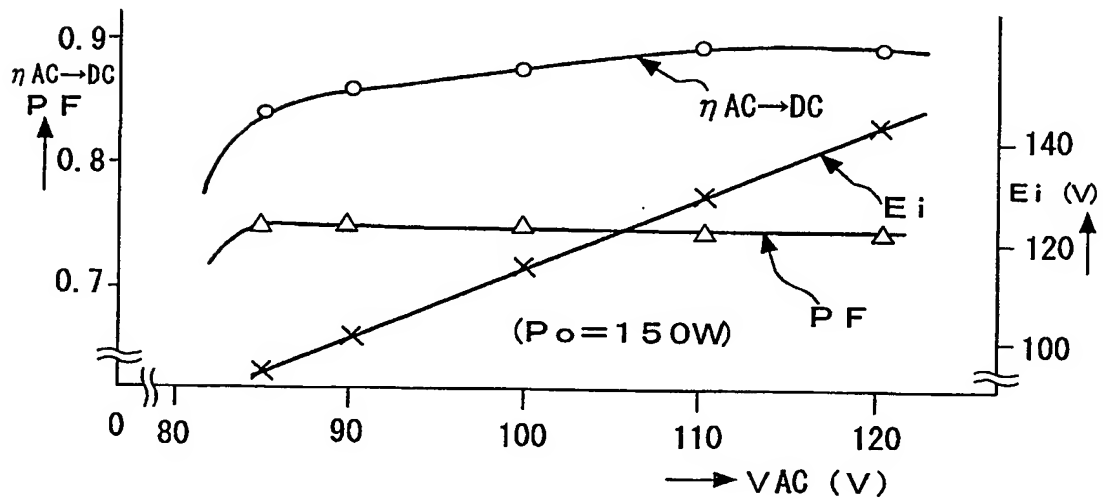
【図 27】



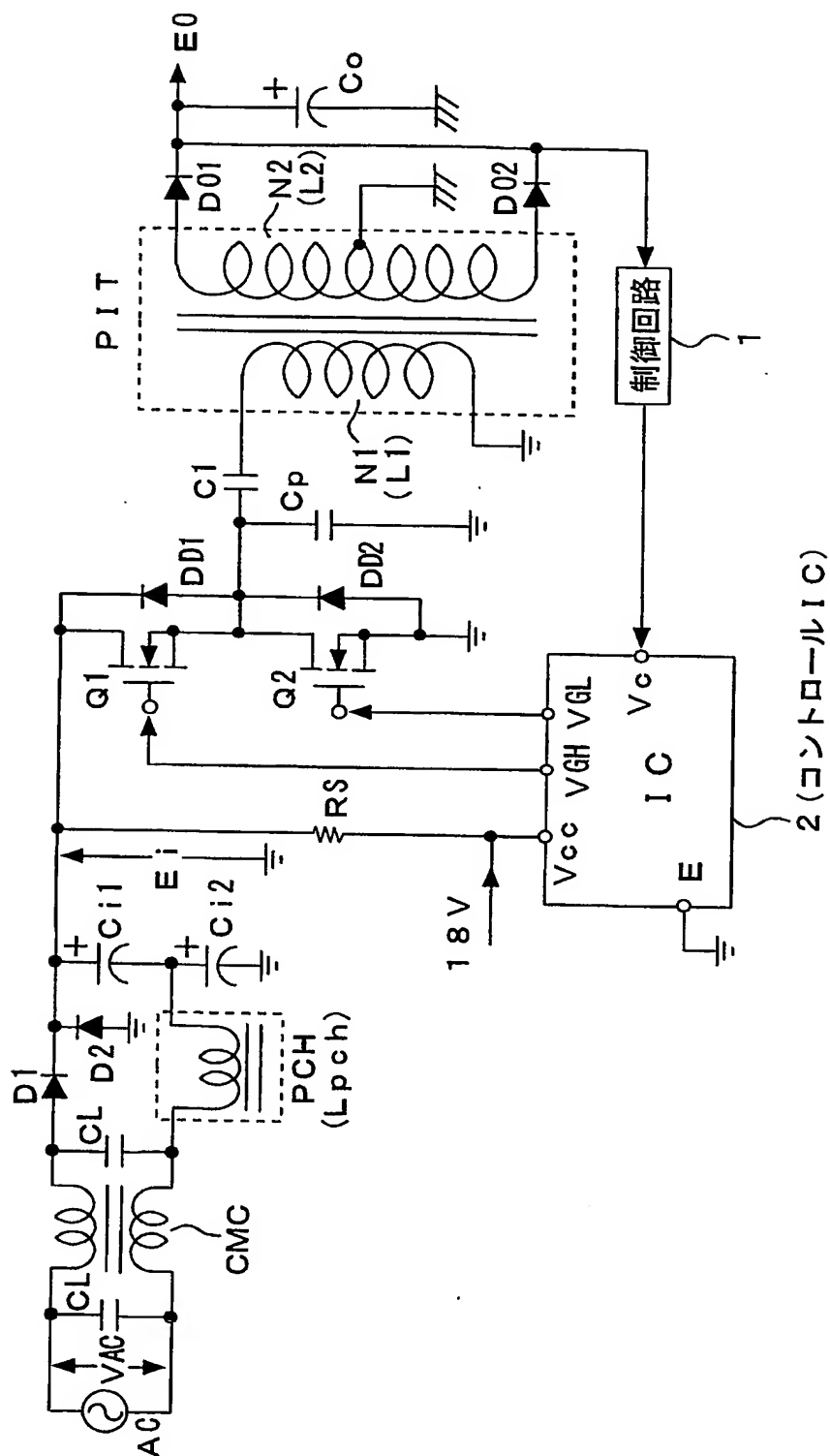
【図 28】



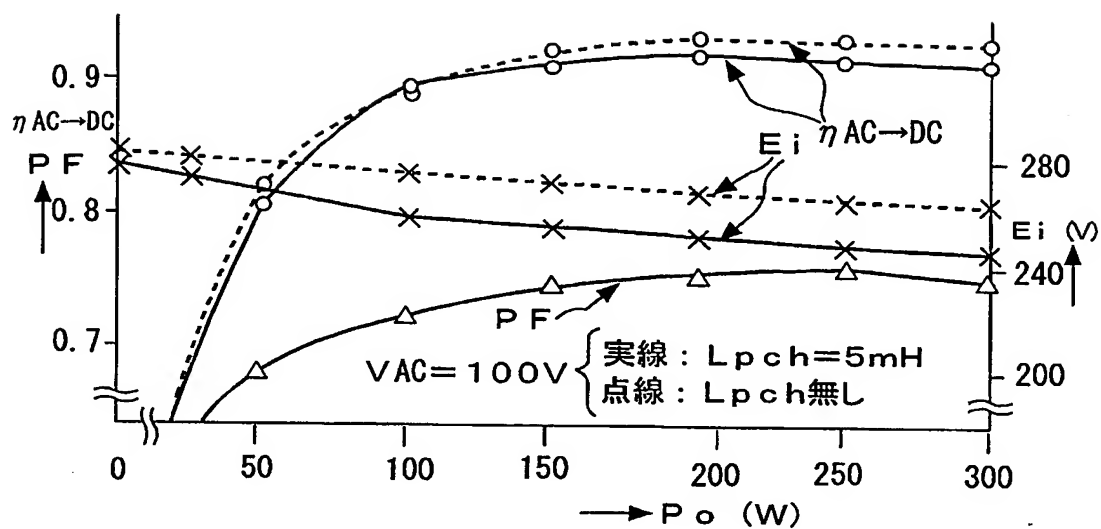
【図 29】



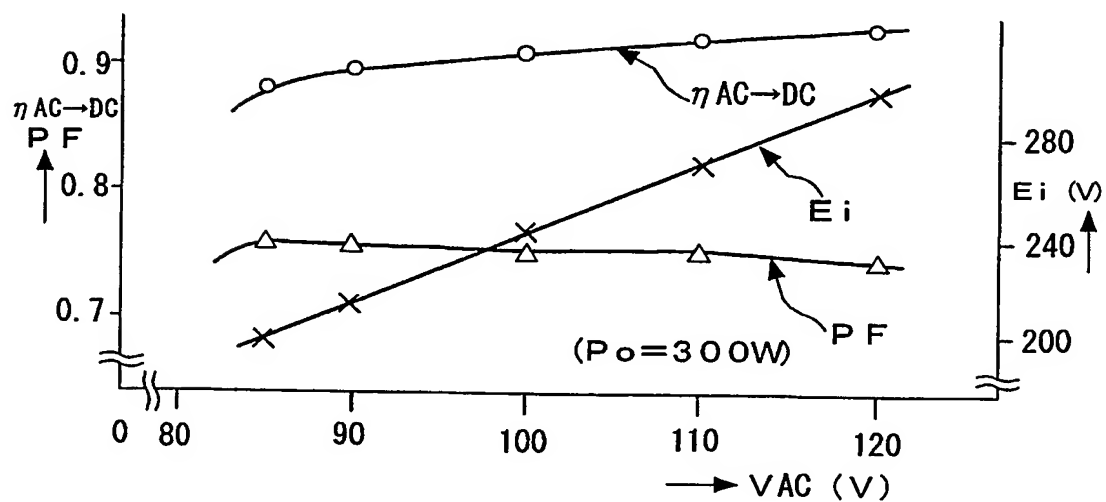
【図 30】



【図 3 1】



【図 3 2】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 力率改善機能を備えるスイッチング電源回路として、電力変換効率の向上、及び回路の小型軽量化を図る。

【解決手段】 複合共振形コンバータとして、少なくとも、一次側にハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータに対して、部分共振電圧回路を組み合わせた構成とする。力率改善は、力率改善用トランス（疎結合トランス VFT）によって、複合共振形コンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還して、整流ダイオードにより整流電流を断続させ、これにより交流入力電流の導通角を拡大させることで行う。これにより、例えば力率改善回路を備える電源回路としては、商用交流電源ラインに対してチョークコイルを挿入する構成を採る必要はなくなる。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2003-008689
受付番号	50300062990
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0092
作成日	平成15年 1月21日

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】	000002185
【住所又は居所】	東京都品川区北品川6丁目7番35号
【氏名又は名称】	ソニー株式会社

【代理人】 申請人

【識別番号】	100086841
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階

【氏名又は名称】	脇 篤夫
----------	------

【代理人】

【識別番号】	100114122
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階 脇特許事務所

【氏名又は名称】	鈴木 伸夫
----------	-------

次頁無

特願 2 0 0 3 - 0 0 8 6 8 9

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 2 1 8 5]

1 . 変 更 年 月 日

1 9 9 0 年 8 月 3 0 日

[変 更 理 由]

新 規 登 録

住 所

東 京 都 品 川 区 北 品 川 6 丁 目 7 番 3 5 号

氏 名

ソ ニ ー 株 式 会 社